

# Treball de Fi de Grau

MEMÒRIA

## CONTROL I SIMULACIÓ DE CONVERTIDORS OPERANT EN MODE *GRID-FORMING*

14 de setembre de 2020



**Autor:** Roger Izquierdo Toro

**Tutor:** Eduardo Prieto Araujo

Escola Tècnica Superior  
d'Enginyeria Industrial de Barcelona





## Resum

Aquest treball de fi de grau pretén donar a conèixer i analitzar l'estratègia de control de convertidors anomenada *grid-forming*. Es tracta d'una tecnologia molt recent i innovadora, que requereix a dia d'avui de molta recerca i investigació abans que sigui introduïda al mercat.

Els convertidors estudiats en aquest projecte són els coneguts com a VSC (*Voltage Source Converter*). A fi d'entendre les característiques d'aquest nou sistema de control, es modelitzen tant el control en mode *grid-forming* com en mode *grid-following*, el més comú en l'actualitat i el que es preveu que sigui insuficient per fer front a la demanda energètica del futur.

Finalment, es simulen els dos modes de control de convertidors VSC i es discuteixen i comparen els resultats obtinguts.



# Índex

<b>Resum</b>	<b>1</b>
<b>Introducció</b>	<b>8</b>
<b>1 Convertidor VSC</b>	<b>9</b>
1.1 Esquema general del sistema . . . . .	9
1.2 Model simplificat del convertidor VSC . . . . .	10
1.2.1 Transformada de Clarke . . . . .	10
1.2.2 Transformada de Park . . . . .	12
<b>2 Control en mode <i>grid-following</i></b>	<b>14</b>
2.1 Control general d'un sistema d'emmagatzematge mitjançant bateries . . . . .	16
2.1.1 Llaç de seguiment de fase (PLL) . . . . .	16
2.1.2 Càlcul de referència . . . . .	17
2.1.3 Llaç intern de corrent . . . . .	18
<b>3 Control en mode <i>grid-forming</i></b>	<b>21</b>
3.1 Llaç extern de tensió . . . . .	22
3.2 Llaç intern de corrent . . . . .	24
3.3 Models d'estudi del convertidor en mode <i>grid-forming</i> . . . . .	26
3.3.1 Mitjançant càrrega . . . . .	26
3.3.2 Convertidors en paral·lel . . . . .	27
<b>4 Resultats de la simulació</b>	<b>29</b>
4.1 Sistema d'emmagatzematge en mode <i>grid-following</i> . . . . .	29
4.2 Convertidor en mode <i>grid-forming</i> connectat a una càrrega resistiva . . . . .	33
4.3 Convertidor en mode <i>grid-forming</i> connectat a una càrrega resistiva-inductiva . . . . .	37
4.4 Convertidor en mode <i>grid-forming</i> connectat a una càrrega variable . . . . .	41
4.5 Convertidors en paral·lel en mode <i>grid-forming</i> connectats a càrregues . . . . .	46
<b>5 Impacte mediambiental</b>	<b>52</b>
<b>6 Pressupost</b>	<b>53</b>
6.1 Costos de treball . . . . .	53
6.2 Costos de software o programari . . . . .	53
<b>Conclusions</b>	<b>54</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>55</b>

## Índex de figures

1	<i>Esquema general del sistema</i>	10
2	<i>Model simplificat del convertidor VSC</i>	10
3	<i>Interpretació geomètrica de la transformada de Clarke</i>	11
4	<i>Senyal trifàsic en les referències abc i <math>\alpha\beta 0</math></i>	11
5	<i>Interpretació geomètrica de la transformada de Park</i>	12
6	<i>Senyal trifàsic en les referències abc i qd0</i>	13
7	<i>Esquema de la part alterna del convertidor en mode grid-following</i>	14
8	<i>Esquema general de control per sistemes de generació elèctrica fotovoltaica</i>	15
9	<i>Esquema general de control per sistemes d'emmagatzematge d'energia</i>	16
10	<i>Diagrama de blocs del llaç de seguiment de fase</i>	17
11	<i>Diagrama de blocs del subsistema càlcul de referència</i>	18
12	<i>Diagrama de blocs del llaç intern de corrent</i>	20
13	<i>Esquema general de control en mode grid-forming</i>	21
14	<i>Model simplificat del convertidor VSC en mode grid-forming</i>	22
15	<i>Diagrama de blocs del llaç extern de tensió</i>	24
16	<i>Diagrama de blocs del llaç intern de corrent</i>	26
17	<i>Representació de la càrrega trifàsica <math>R_c</math></i>	26
18	<i>Representació de la càrrega trifàsica <math>RL</math></i>	27
19	<i>Esquema de funcionament dels convertidors en paral·lel</i>	27
20	<i>Diagrama de blocs de llaç de control <math>P - f</math></i>	28
21	<i>Diagrama de blocs de llaç de control <math>Q - v_c</math></i>	28
22	<i>Esquema general de control del convertidor per sistemes d'emmagatzematge d'energia</i>	29
23	<i>Transitori inicial en el seguiment del PLL</i>	30
24	<i>Potència activa <math>P_z</math> injectada a la xarxa</i>	30
25	<i>Potència reactiva <math>Q_z</math> injectada a la xarxa</i>	30
26	<i>Component q de la intensitat en la referència qd0</i>	31
27	<i>Component d de la intensitat en la referència qd0</i>	31
28	<i>Intensitat en la referència abc</i>	31
29	<i>Tensió de la xarxa en la referència abc</i>	32
30	<i>Tensions de la xarxa i del convertidor en la referència qd0</i>	32
31	<i>Tensió a l'entrada del convertidor en la referència abc</i>	32
32	<i>Comparativa de les tensions del sistema en els instants inicials</i>	33
33	<i>Esquema general de control en mode grid-forming</i>	33
34	<i>Velocitat angular i angle elèctric del sistema</i>	34
35	<i>Tensió mesurada als condensadors, en la referència qd0, amb càrrega resistiva</i>	35
36	<i>Tensió mesurada als condensadors, en la referència abc, amb càrrega resistiva</i>	35
37	<i>Intensitat de referència <math>i_i^*</math>, en la referència qd0, amb càrrega resistiva</i>	36

38	<i>Intensitat <math>i_l</math>, en la referència qd0, amb càrrega resistiva</i>	36
39	<i>Intensitat <math>i_l</math>, en la referència abc, amb càrrega resistiva</i>	36
40	<i>Tensió a aplicar al convertidor <math>v_l</math>, en la referència abc, amb càrrega resistiva</i>	37
41	<i>Tensió a aplicar al convertidor <math>v_l</math>, en la referència abc, amb càrrega resistiva</i>	37
42	<i>Velocitat angular i angle elèctric del sistema</i>	38
43	<i>Tensió mesurada als condensadors, en la referència qd0, amb càrrega resistiva-inductiva</i>	39
44	<i>Tensió mesurada als condensadors, en la referència abc, amb càrrega resistiva-inductiva</i>	39
45	<i>Intensitat de referència <math>i_l^*</math>, en la referència qd0, amb càrrega resistiva-inductiva</i>	40
46	<i>Intensitat <math>i_l</math>, en la referència qd0, amb càrrega resistiva-inductiva</i>	40
47	<i>Intensitat <math>i_l</math>, en la referència abc, amb càrrega resistiva-inductiva</i>	40
48	<i>Tensió a aplicar al convertidor <math>v_l</math>, en la referència abc, amb càrrega resistiva-inductiva</i>	41
49	<i>Tensió a aplicar al convertidor <math>v_l</math>, en la referència abc, amb càrrega resistiva-inductiva</i>	41
50	<i>Velocitat angular i angle elèctric del sistema</i>	42
51	<i>Tensió mesurada als condensadors, en la referència qd0, amb càrrega variable</i>	43
52	<i>Tensió mesurada als condensadors, en la referència abc, amb càrrega variable</i>	43
53	<i>Intensitat de referència <math>i_l^*</math>, en la referència qd0, amb càrrega variable</i>	44
54	<i>Intensitat <math>i_l</math>, en la referència qd0, amb càrrega variable</i>	44
55	<i>Intensitat <math>i_l</math>, en la referència abc, amb càrrega variable</i>	44
56	<i>Tensió a aplicar al convertidor <math>v_l</math>, en la referència abc, amb càrrega variable</i>	45
57	<i>Tensió a aplicar al convertidor <math>v_l</math>, en la referència abc, amb càrrega variable</i>	45
58	<i>Intensitat que circula cap a les càrregues <math>i_m</math>, en la referència abc, amb càrrega variable</i>	46
59	<i>Velocitat angular i angle elèctric del sistema</i>	47
60	<i>Component <math>q</math> de referència de la tensió als condensadors</i>	47
61	<i>Potències actives <math>P</math> del sistema en paral·lel</i>	48
62	<i>Potències reactives <math>Q</math> del sistema en paral·lel</i>	48
63	<i>Tensió mesurada al punt d'acoblament comú PCC en la referència abc</i>	48
64	<i>Tensió mesurada als condensadors, en la referència abc, en paral·lel</i>	49
65	<i>Tensió mesurada als condensadors, en la referència qd0, en paral·lel</i>	49
66	<i>Intensitat de referència <math>i_l^*</math>, en la referència qd0, en paral·lel</i>	49
67	<i>Intensitat <math>i_l</math>, en la referència qd0, en paral·lel</i>	50
68	<i>Intensitat <math>i_l</math>, en la referència abc, en paral·lel</i>	50
69	<i>Tensió a aplicar al convertidor <math>v_l</math>, en la referència abc, en paral·lel</i>	50
70	<i>Tensió a aplicar al convertidor <math>v_l</math>, en la referència abc, en paral·lel</i>	51
71	<i>Intensitat que circula cap a les càrregues <math>i_{total}</math>, en la referència abc, en paral·lel</i>	51
72	<i>Emissions de diòxid de carboni en la generació d'energia elèctrica</i>	52

## Índex de taules

1	<i>Referències de les potències activa i reactiva injectades a la xarxa . . . . .</i>	29
2	<i>Paràmetres utilitzats en la simulació amb càrrega resistiva . . . . .</i>	34
3	<i>Paràmetres utilitzats en la simulació amb càrrega resistiva-inductiva . . . . .</i>	38
4	<i>Configuració temporal de les càrregues . . . . .</i>	41
5	<i>Paràmetres utilitzats en la simulació amb càrrega variable . . . . .</i>	42
6	<i>Configuració temporal de les càrregues . . . . .</i>	46
7	<i>Paràmetres utilitzats en la simulació en paral·lel . . . . .</i>	46





## Introducció

Actualment, la major part dels generadors elèctrics són tipus síncron. Reben el nom de síncrons ja que la velocitat del rotor ha de ser sempre igual a la velocitat del camp magnètic del estator. Fins fa poc temps, aquests generadors síncrons eren suficients per garantir el subministrament elèctric, però darrerament amb el creixement de les energies renovables ha passat a representar una problemàtica real. Un exemple és l'energia eòlica, que es transforma en energia elèctrica mitjançant els aerogeneradors connectats a sistemes d'electrònica de potència, tals com convertidors asíncrons connectats a la xarxa pública. L'increment de l'ús de l'energia eòlica [1], necessari per revertir el model actual insostenible d'obtenció de l'energia elèctrica, amenaça amb un més que probable col·lapse de la xarxa elèctrica pública, provocant dificultats per controlar la freqüència del sistema o assegurar una òptima protecció del sistema.

Per fer front a aquesta problemàtica, en l'actualitat s'estan substituint els generadors síncrons per convertidors connectats a fonts d'obtenció d'energia renovable, disminuint la inèrcia i fent la xarxa menys robusta. És per això que es proposa un canvi de paradigma en l'electrònica de potència, de manera que es mantingui la robustesa de la xarxa o, fins i tot, que permeti crear la xarxa quan es tracti d'un sistema aïllat o microxarxa. Aquest nou model és el que es coneix com a *grid-forming*. Els convertidors operant en mode *grid-forming* aporten la referència per la freqüència i voltatge del sistema i regulen aquestes quantitats. A diferència dels generadors síncrons, els convertidors en mode *grid-forming* (GFC) no indueixen cap sincronització física ni mecanismes d'estabilització del sistema, de manera que cal emular la dinàmica dels generadors síncrons a través del control dels GFC.

Els GFC estan en fase de recerca i innovació, a l'espera de conèixer la seva viabilitat, tant econòmica com operativa, sobretot en la indústria de les energies renovables.

## Objectius del projecte

Els objectius d'aquest projecte s'esmenten a continuació:

- Conèixer el funcionament del sistema de control de convertidors anomenat *grid-forming*, tant els seus elements elèctrics com els llaços o subsistemes de control que el formen.
- Distingir els diferents escenaris en els quals es pot utilitzar aquest sistema de control.
- Comprovar el seu correcte funcionament a través de simulacions dutes a terme amb software informàtic.

## Abast del projecte

L'estudi s'ha dividit en apartats per fer més clarificadora la seva lectura.

A l'Apartat 1 s'exposa la definició de convertidor, així com els principals tipus de convertidors existents i l'esquema i model del convertidor escollit. L'Apartat 2 es centra en el control de convertidors *grid-following*, i s'analitzen els subsistemes que el componen. L'apartat 3 tracta del sistema de control en mode *grid-forming*, i es detallen els llaços de control existents i els diferents models d'estudi en aquest mode de control. L'apartat 4 recull el conjunt de resultats obtinguts simulant els diferents models d'estudi i es discuteix la seva validesa. A l'Apartat 5 es comenta l'impacte mediambiental de l'objecte d'estudi, mentre que a l'Apartat 6 s'especifiquen els costos associats al treball. Finalment, es redacten les conclusions oportunes.

# 1 Convertidor VSC

Un convertidor, des del punt de vista de l'electrònica de potència, té com a objectiu principal garantir la correcta transferència d'energia elèctrica entre dos sistemes amb diferents voltatges i corrents, que en molts casos són senyals de naturalesa diferent. Algunes de les aplicacions més usals dels convertidors de potència són la de carregar bateries o sistemes d'emmagatzematge d'energia i la d'aprofitar les fonts d'energia renovable, com l'eòlica o la fotovoltaica.

Existeixen diversos tipus de convertidors de potència segons el tipus de senyals dels sistemes acoblats. En el cas de l'aprofitament de l'energia fotovoltaica o la càrrega de sistemes d'emmagatzematge d'energia, cal transferir energia elèctrica entre un sistema A de senyal contínuu (bateries o panells fotovoltaics) i un sistema B de senyal alterna trifàsica (xarxa elèctrica). En la càrrega de bateries, el sistema B actua com a font, transferint energia elèctrica al sistema càrrega A. Aquest tipus de convertidor, és a dir, de tipus alterna-contínuu (ca-cc) s'anomena rectificador. En canvi, en un sistema de generació fotovoltaica, el sistema A (els panells solars) actua com a sistema font, mentre que el sistema càrrega és la xarxa elèctrica, donant lloc a un convertidor de tipus contínuu-alterna (cc-ca) o inversor.

La transferència de potència entre els dos sistemes es duu a terme amb circuits formats per interruptors electrònics (transistors i díodes) i elements d'emmagatzematge d'energia (inductàncies i condensadors). D'acord amb els tipus d'interruptor electrònic utilitzat, els convertidors es poden classificar en dos blocs principals:

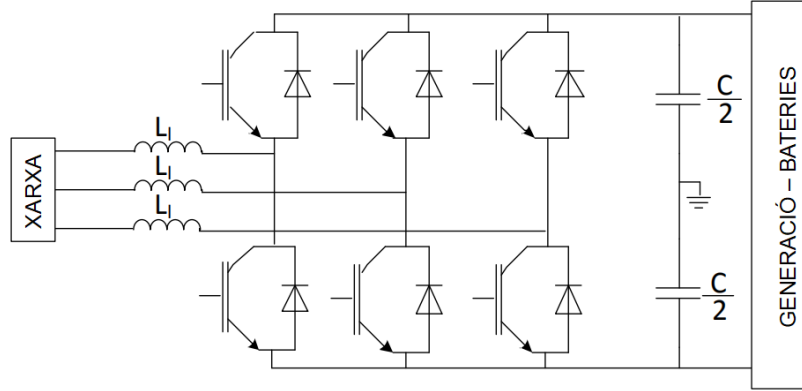
- *Voltage Source Converter* (VSC). Es basen en l'ús d'un tipus de transistor anomenat *Insulated-Gate Bipolar Transistor*, conegut com a IGBT, tot i que també poden utilitzar transistors de tecnologies similars. Les principals avantatges d'aquest convertidor són que permeten controlar tant la potència activa com la reactiva; permeten la realització de *black-starts*, és a dir, restaurar el funcionament d'un sistema elèctric sense requerir de la xarxa elèctrica comercial; i generen nivells mínims d'harmònics de manera que no requereixen filtratge dels senyals. Per altra banda, el seu ús es veu limitat a sistemes amb valors més aviat baixos de voltatge i potència, són cars i presenten pèrdues majors.
- *Line Commutated Converter* (LCC). El seu funcionament es fonamenta en l'ús de tiristors. Aquest convertidor permet treballar amb un gran ventall de voltatges i potències, major que el dels VSC. A més, són més barats i presenten pèrdues menors. Però en canvi, només poden controlar la potència activa, i per tant no regulen la potència reactiva generada o consumida pel sistema. Destaca també el fet que no permeten realitzar *black-start*, ja que necessiten estar connectats a la xarxa, i generen nivells considerables de distorsió harmònica, requerint de filtres de senyal.

Un cop comparats els dos tipus de convertidors, es decideix utilitzar el convertidor VSC, ja que permet controlar la potència reactiva, així com estudiar els *black-starts* del sistema. Els nivells de voltatge i potència que s'utilitzen no són cap inconvenient pel correcte funcionament del VSC.

## 1.1 Esquema general del sistema

El sistema estudiat en aquest treball consta del convertidor VSC [2], format per tres branques en paral·lel amb 2 transistors IGBT en sèrie cadascuna; la xarxa alterna trifàsica, on cada fase es connecta mitjançant una inductància al punt mig d'una branca del convertidor, és a dir, entre els transistors IGBT; i finalment la part de contínuu que es pot representar com una font de tensió o una font de corrent en paral·lel amb un condensador.

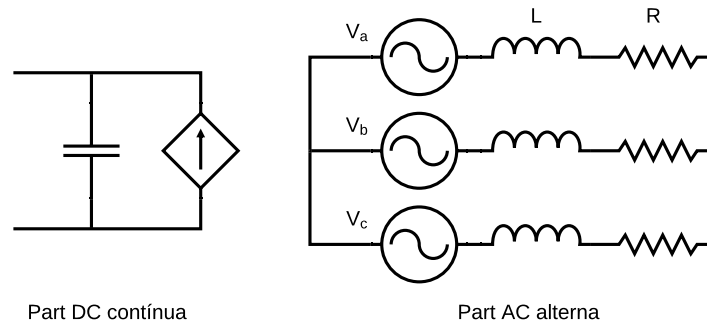
A la Figura 1 es mostra l'esquema general del circuit.



**Figura 1:** Esquema general del sistema

## 1.2 Model simplificat del convertidor VSC

El model del convertidor VSC mostrat a la Figura 1 resulta complex a l'hora de realitzar el seu control. Per aquest motiu, s'utilitza un model simplificat del convertidor [3], que consisteix en separar la part de contínua (DC) de la part d'alterna (AC). La part de contínua es modela com una font de corrent en paral·lel amb un condensador i la part d'alterna com a una font de tensió per a cada fase, tal com es mostra a la Figura 2.



**Figura 2:** Model simplificat del convertidor VSC

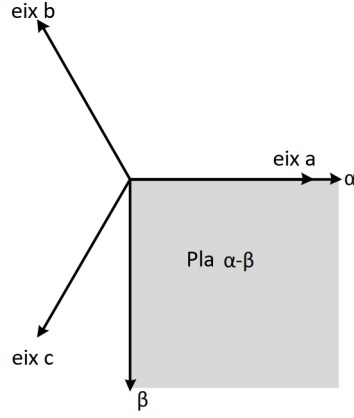
El control de senyals alterns, que presenten una oscil·lació periòdica a una freqüència determinada, resulta complex i complicat. És per aquest motiu que es prefereix treballar amb referències de control constants i uniformes que no pas oscil·lòries. La referència  $abc$ , per tant, no és desitjable i es transforma a una referència que permeti controlar valors de tensió i corrent constants. A continuació es defineixen les transformades i matrius de canvi de referència necessàries per assolir aquests valors uniformes.

### 1.2.1 Transformada de Clarke

La transformada de Clarke [4] es considera com un canvi de referència intermedi entre la referència  $abc$  i la referència final de control desitjada, perquè segueix donant lloc a senyals oscil·latoris.

La transformada de Clarke permet passar de la referència  $abc$  a la referència  $\alpha\beta 0$ , és a dir, de senyals trifàsics sinusoidals (separats un angle de  $120^\circ$ ) a dos senyals sinusoidals (separats  $90^\circ$  entre si). La tercera component 0 no es considera ja que és nul·la en tot moment. Des del punt

de vista geomètric, l'eliminació d'un senyal entre les dues referències es deu al fet que la direcció axial de la component nul·la 0 es defineix com a normal respecte el pla  $abc$ , de manera que per qualsevol valor del senyal aquesta senyal serà 0. La component  $\alpha$  té la mateixa direcció i sentit que la component  $a$ , i finalment la component  $\beta$  es fixa sobre el pla  $abc$  a  $90^\circ$  de la component  $\alpha$ . A la següent figura es pot observar la interpretació geomètrica de la transformada que s'acaba d'explicar.



**Figura 3:** Interpretació geomètrica de la transformada de Clarke

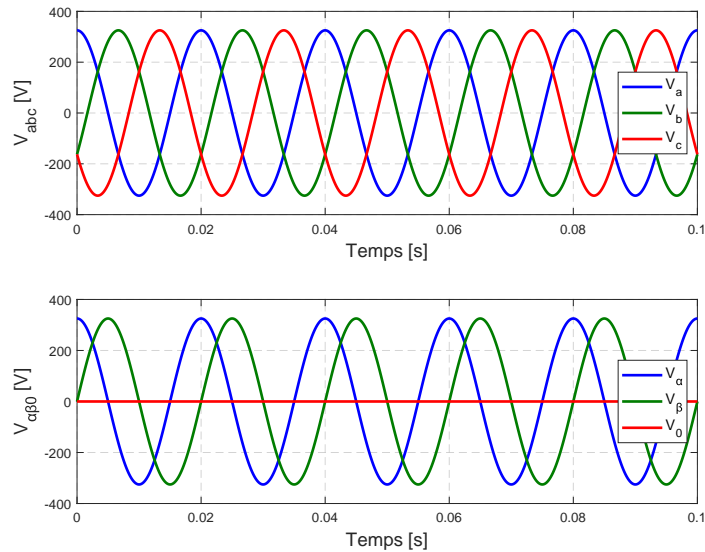
La transformada de Clarke es defineix matricialment com

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [T_{Clarke}] [X_{abc}] \quad (1)$$

$$[X_{abc}] = [T_{Clarke}]^{-1} [X_{\alpha\beta 0}] \quad (2)$$

on la matriu de canvi de base  $[T_{Clarke}]$  de la transformada de Clarke és

$$[T_{Clarke}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$



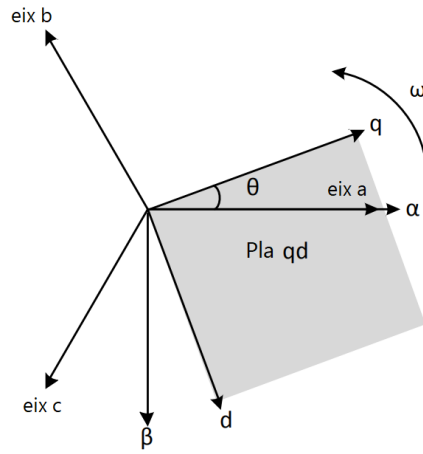
**Figura 4:** Senyal trifàsic en les referències  $abc$  i  $\alpha\beta 0$

### 1.2.2 Transformada de Park

La transformada de Park [4] combina la transformada de Clarke amb un angle de rotació  $\theta$ , que permet expressar magnituds de caràcter sinusoidal com a constants.

La transformada de Park consisteix en passar les senyals de tensió i intensitat de la referència  $abc$  a la nova referència  $qd0$ . La tercera component 0 és normal al pla  $abc$ , tal com succeeix en la referència  $\alpha\beta 0$ , de manera que és sempre nul·la. Les altres dues components,  $q$  i  $d$ , són ortogonals entre si, formant un angle de  $90^\circ$ . Per tant, l'única diferència que presenta la transformada de Park respecte la de Clarke rau en el seguiment d'un angle de rotació de referència, com per exemple el de la xarxa elèctrica comercial, de freqüència 50 Hz. Per tal d'obtenir senyals constants i uniformes, interessa que la direcció axial de la component  $q$  o  $d$  roti a la mateixa velocitat angular que el senyal, obtenint un valor constant igual a l'amplitud màxima del senyal. L'altre component,  $d$  o  $q$ , respectivament, s'anul·len.

A continuació es mostra la interpretació geomètrica de la transformada de Park en el pla  $abc$ .



**Figura 5:** Interpretació geomètrica de la transformada de Park

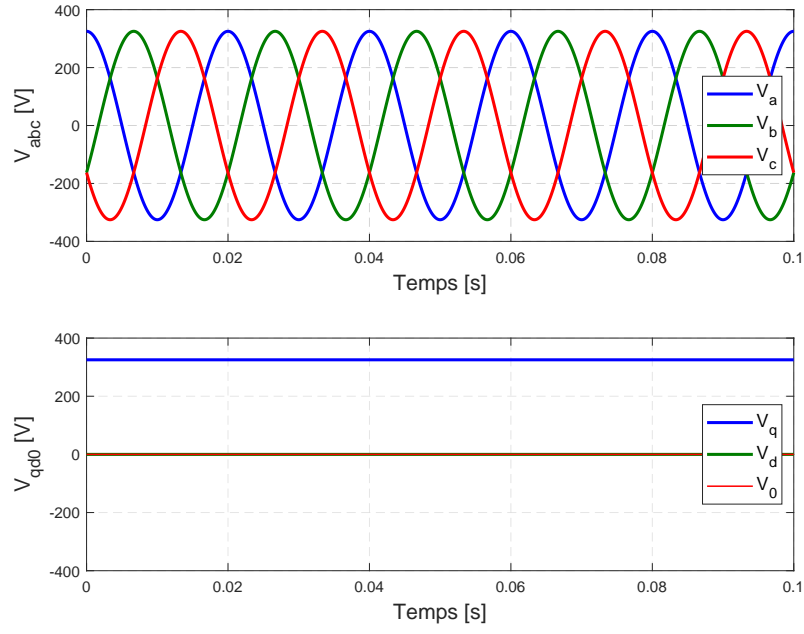
La transformada directa de Park es defineix matricialment com

$$[X_{qd0}] = [T_{Park}] [X_{abc}] \quad (4)$$

$$[X_{abc}] = [T_{Park}]^{-1} [X_{qd0}] \quad (5)$$

on la matriu de canvi de base  $[T_{Park}]$  de la transformada de Park, que combina la transformada de Clarke i la matriu de rotació respecte  $\theta$ , és

$$[T_{Park}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (6)$$



**Figura 6:** *Senyal trifàsica en les referències abc i qd0*

De la mateixa manera, al ser la transformada de Park una combinació de la transformada de Clarke amb un angle de rotació  $\theta$ , la referència desitjada  $qd0$  es pot obtenir des de la referència  $\alpha\beta0$  aplicant una simple matriu de rotació amb angles  $\theta$ .

$$[X_{qd0}] = [R(\theta)] [X_{\alpha\beta0}] \quad (7)$$

$$[X_{\alpha\beta0}] = [R(\theta)]^{-1} [X_{qd0}] \quad (8)$$

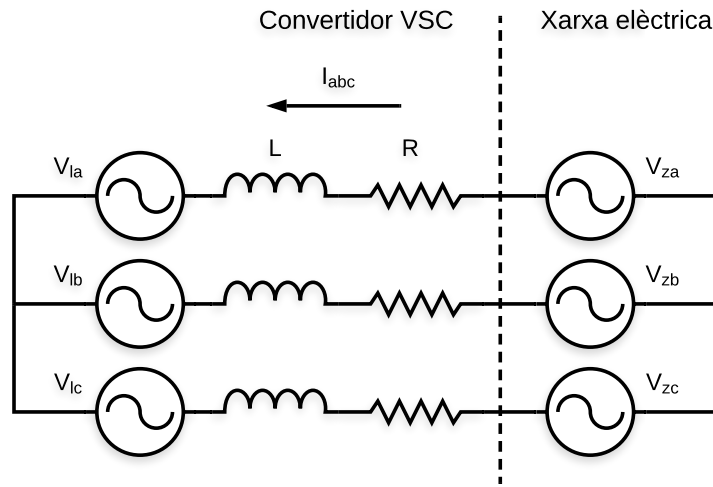
on la matriu de rotació  $[R(\theta)]$  és

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

## 2 Control en mode *grid-following*

El control de convertidors en mode *grid-following*, tal com el seu nom indica, consisteix en connectar el convertidor a la xarxa elèctrica, amb la qual intercanvia potència, ja sigui generant-la i entregant-la a la xarxa com consumint-la. Aquest bescanvi de potència es duu a terme a la freqüència de la xarxa elèctrica, que es mesura mitjançant un llaç de seguiment de fase o PLL (*Phase-Locked Loop*).

A partir del model de convertidor exposat a l'Apartat 2.2, es pot representar la connexió entre la part alterna (AC) del convertidor i la xarxa elèctrica, també de caràcter altern. Prenent com a objecte d'estudi un sistema trifàsic balancejat, on la diferència de potencial entre el neutre del convertidor i de la xarxa és nul·la, s'obtenen el següent esquema i expressió matricial en la referència *abc*.



**Figura 7:** Esquema de la part alterna del convertidor en mode *grid-following*

$$\begin{pmatrix} v_{za} \\ v_{zb} \\ v_{zc} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{la} \\ v_{lb} \\ v_{lc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_l & 0 & 0 \\ 0 & r_l & 0 \\ 0 & 0 & r_l \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} l_l & 0 & 0 \\ 0 & l_l & 0 \\ 0 & 0 & l_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (10)$$

on:

$v_{zabc}$  = tensió de la xarxa elèctrica

$v_{labc}$  = tensió del convertidor

$l_l$  = inductància associada al convertidor

$r_l$  = resistència equivalent de la inductància

$i_{abc}$  = intensitat que circula entre la xarxa i el convertidor

Aplicant la transformada de Park, l'expressió queda simplificada a l'anul·lar-se la tercera component 0:

$$\begin{pmatrix} v_{zq} \\ v_{zd} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_l & l_l \omega_e \\ -l_l \omega_e & r_l \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} l_l & 0 \\ 0 & l_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} \quad (11)$$



on:

$v_{zqd}$  = tensió de la xarxa elèctrica en la referència  $qd0$

$v_{lqd}$  = tensió del convertidor en la referència  $qd0$

$l_l$  = inductància associada al convertidor

$r_l$  = resistència equivalent de la inductància

$\omega_e$  = velocitat angular del sistema

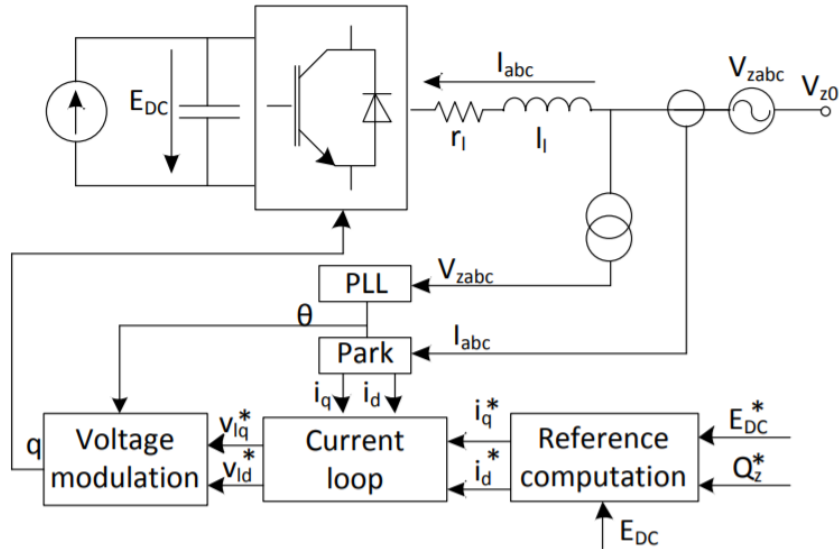
$i_{qd}$  = intensitat que circula entre la xarxa i el convertidor en la referència  $qd0$

Cal destacar que s'ha omès la tercera component de l'equació matricial al ser nul·la per tot instant de temps en la referència  $qd0$ , tal com s'exposa en l'Apartat 2.2.2.

A continuació es mostren dues aplicacions dels convertidors VSC en mode *grid-following*, com són un sistema de generació d'energia elèctrica fotovoltaica i un sistema d'emmagatzematge d'energia mitjançant bateries. Ens els dos casos, el control en mode *grid-following* permet controlar de manera independent la potència activa i reactiva intercanviada pels panells fotovoltaics/bateries amb la xarxa elèctrica.

Aquest control de potència s'efectua aplicant al sistema de control unes referències de potència activa i reactiva, que segons el cas d'estudi seran més o menys complexes de determinar.

A la Figura 8 es presenta l'esquema general de control del convertidor per un sistema de generació elèctrica fotovoltaica.



**Figura 8:** Esquema general de control per sistemes de generació elèctrica fotovoltaica

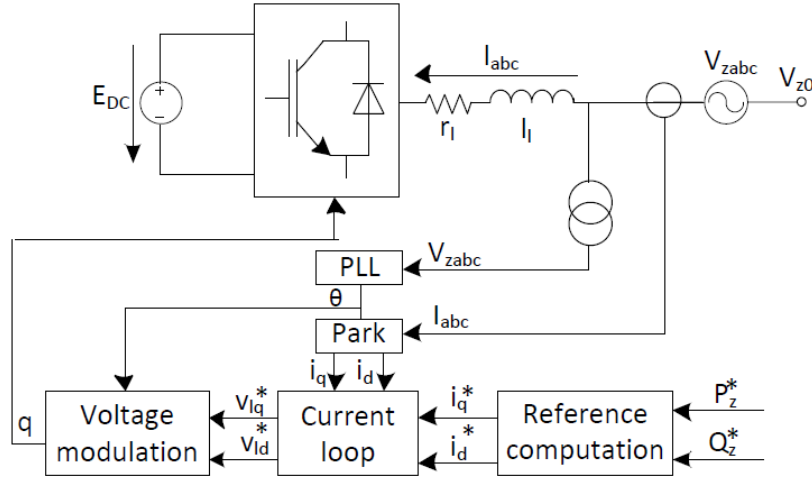
La referència de la potència activa a aplicar al sistema de control resulta en aquest cas complexa, ja que s'obté a partir d'un controlador del voltatge  $E_{DC}$  de la banda de contínua del convertidor, és a dir, del voltatge entregat pel conjunt de plaques fotovoltaïques. Els controladors més utilitzats per realitzar aquesta funció són els de tipus proporcional (P) i proporcional-integral (PI). Aquests últims tenen l'avantatge que són robustos contra qualsevol possible pertorbació introduïda al sistema de control, que provocaria un cert error de les respostes del sistema en estat estacionari.

Per altra banda, la referència de la potència reactiva ve donada per la xarxa elèctrica, de manera que es pot simplificar el seu càlcul fixant uns valors determinats a l'hora de simular el sistema de control.

No es descriuen la resta d'elements de l'esquema de control degut a que la simulació del control del convertidor treballant en mode *grid-following* es realitza sobre sistemes d'emmagatzematge d'energia mitjançant bateries.

## 2.1 Control general d'un sistema d'emmagatzematge mitjançant bateries

L'esquema general de control del convertidor per un sistema d'emmagatzematge mitjançant bateries es descriu a la Figura 9.



**Figura 9:** Esquema general de control per sistemes d'emmagatzematge d'energia

En els següents apartats es descriuen les principals característiques de cada bloc o subsistema de control present en l'esquema general. Aquests són el laç de seguiment de fase (PLL), el càlcul de referència (*Reference computation*) i el laç intern de corrent (*Current loop*). La modulació del voltatge (*Voltage modulation*) no és objecte d'estudi, ja que es centra en com aplicar al convertidor els senyals de voltatge obtinguts en el control, i no en com implementar els diferents laços de control per obtenir els senyals desitjats.

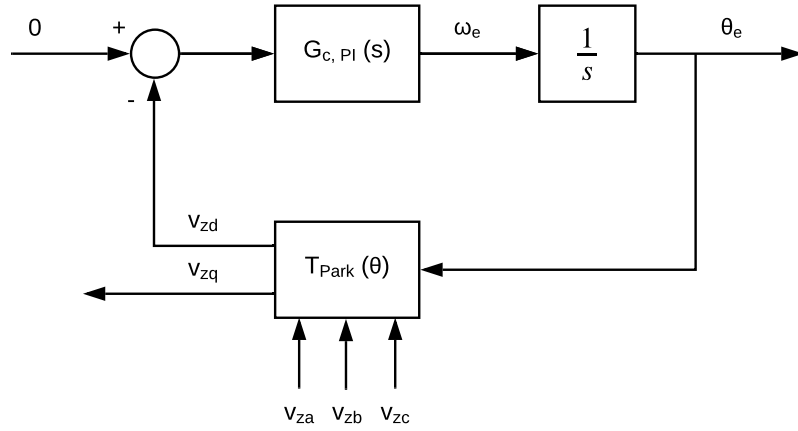
### 2.1.1 Laç de seguiment de fase (PLL)

El laç de seguiment de fase (*Phase Locked Loop*) és el subsistema de control més característic del mode *grid-following*, ja que s'encarrega de determinar la velocitat angular  $\omega_n$  i l'angle de rotació  $\theta_n$  de la xarxa elèctrica a la que es connecta la part alterna AC del convertidor VSC.

Es tracta d'un laç tancat de control de la component  $d$  de la tensió de la xarxa elèctrica  $v_{zd}$ , que es desitja nul·la. Aquesta component de la tensió es compara amb un senyal nul 0, i la diferència entre els dos senyals es filtra a través d'un controlador tipus proporcional-integral (PI) per obtenir la velocitat angular  $\omega_e$  del sistema, que en estat estacionari serà equivalent a la velocitat angular de la xarxa elèctrica  $\omega_n$ . Finalment, s'obté el senyal de sortida del laç, l'angle de rotació  $\theta_e$ , integrant la velocitat angular.

L'angle de rotació obtingut és l'utilitzat en la transformada de Park per tal de canviar la referència de la tensió de la xarxa elèctrica  $v_z$  de la referència  $abc$  a la  $qd0$ .

A continuació es mostra el diagrama de blocs del laç de seguiment de fase (PLL) en el domini de Laplace [5].



**Figura 10:** Diagrama de blocs del llaç de seguiment de fase

El controlador PI es defineix com:

$$G_{c,PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p + \frac{\frac{K_p}{\tau_{PLL}}}{s} \quad (12)$$

on:

$K_p$  = constant proporcional del controlador

$\tau_{PLL}$  = constant de temps del llaç de seguiment de fase

Els valors de  $K_p$  i  $\tau_{PLL}$  s'han calculat a partir de les següents expressions [3]:

$$K_p = \frac{2 \cdot \omega_n \cdot \xi}{E_m} \quad (13)$$

$$\tau_{PLL} = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \quad (14)$$

on:

$E_m$  = màxim valor de pic admès pel voltatge

$\xi$  = coeficient d'esmoreïment

$\omega_n$  = velocitat angular de la xarxa elèctrica

En els primers instants de temps es produeix un estat transitori en el qual la velocitat angular del sistema oscil·la al voltant del valor desitjat, el de la xarxa elèctrica, de la mateixa manera que passa amb l'angle de rotació elèctrica.

### 2.1.2 Càlcul de referència

Com ja s'ha comentat anteriorment, per un sistema d'emmagatzematge mitjançant bateries les referències de potència activa  $P^*$  i de potència reactiva  $Q^*$  es poden fixar directament, simplificant el procés respecte un sistema de generació elèctrica fotovoltaica, on la potència activa desitjada s'obté implementant un controlador del voltatge de la part contínua (DC) del convertidor.

D'acord amb la definició teòrica de potència instantània, les potències activa i reactiva que el convertidor intercanvia amb la xarxa elèctrica, en la referència  $qd0$ , es poden expressar en funció de la tensió de la xarxa i la intensitat que circula entre el convertidor i la xarxa.

$$P^* = \frac{3}{2} \cdot (v_{zq} \cdot i_q^* + v_{zd} \cdot i_d^*) \quad (15)$$

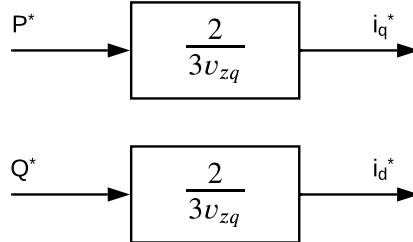
$$Q^* = \frac{3}{2} \cdot (v_{zq} \cdot i_d^* - v_{zd} \cdot i_q^*) \quad (16)$$

Gràcies a l'acció del llaç de seguiment de fase, s'assegura que en estat estacionari el valor de la component  $d$  de la tensió de la xarxa elèctrica  $v_z$  sigui nul. D'aquesta manera, la potència activa només depèn de la component  $q$  de la intensitat, mentre que la potència reactiva ho fa de la component  $d$ .

$$i_q^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{P^*}{v_{zq}} \quad (17)$$

$$i_d^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{Q^*}{v_{zq}} \quad (18)$$

El diagrama de blocs resultant d'aquest subsistema es mostra a la Figura 11.



**Figura 11:** Diagrama de blocs del subsistema càlcul de referència

### 2.1.3 Llaç intern de corrent

El llaç de corrent intern (*Current Loop Control*) és el subsistema encarregat de controlar els valors de la intensitat conduïda entre el convertidor de potència i la xarxa elèctrica.

A l'Apartat 3 s'ha detallat l'equació matricial de la part alterna del sistema convertidor-xarxa elèctrica. Gràcies a l'acció del llaç de seguiment de fase (PLL) es pot considerar la component  $d$  de la tensió de la xarxa elèctrica  $v_{zd}$  nul·la. L'equació (11) es pot reescriure com:

$$\begin{pmatrix} v_{zq} \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_l & l_l \omega_e \\ -l_l \omega_e & r_l \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} l_l & 0 \\ 0 & l_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} \quad (19)$$

Per tal de poder controlar independentment les diferents components de la intensitat en la referència  $qd0$  ( $i_q$ ,  $i_d$ ), es realitza una aproximació consistent en desacoblar les dues components de la tensió del convertidor de manera que una no depengui de l'altra i a l'inrevés. Les components  $q$  i  $d$  de la tensió del convertidor es desacoblen seguint la següent equació.

$$\begin{pmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\hat{v}_{lq} + v_{zq} - l_l \cdot \omega_e \cdot i_d \\ -\hat{v}_{ld} + l_l \cdot \omega_e \cdot i_q \end{pmatrix} \quad (20)$$

on:

$\hat{v}_{lq}, \hat{v}_{ld}$  = senyals de sortida desacoblats del controlador de corrent

$v_{lq}, v_{ld}$  = voltatges finals a aplicar pel convertidor

Si s'aplica el desacoblament de  $v_{lq}$  i  $v_{ld}$ , l'equació (19) queda:

$$\begin{pmatrix} \hat{v}_{lq} \\ \hat{v}_{ld} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_l & 0 \\ 0 & r_l \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} l_l & 0 \\ 0 & l_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} \quad (21)$$

Es pot observar com la component  $q$  de la intensitat només actua sobre  $\hat{v}_{lq}$  i la component  $d$  sobre  $\hat{v}_{ld}$ , fet que permet dur a terme un control de la intensitat menys complex.

Aplicant la transformada de Laplace [5] per a cada component, s'obtenen les següents funcions de transferència, definides com la relació entre la intensitat i el senyal de sortida del controlador.

$$\frac{I_q(s)}{\hat{V}_{lq}(s)} = \frac{1}{l_l \cdot s + r_l} \quad (22)$$

$$\frac{I_d(s)}{\hat{V}_{ld}(s)} = \frac{1}{l_l \cdot s + r_l} \quad (23)$$

Per a cada component, s'implementa un mateix controlador tipus proporcional-integral, de la forma indicada a l'equació (24).

$$G_{cq,PI}(s) = G_{cd,PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (24)$$

Les constants proporcional  $K_p$  i integral  $K_i$  es fixen utilitzant el Model de Control Intern, i són resultat dels següents càlculs.

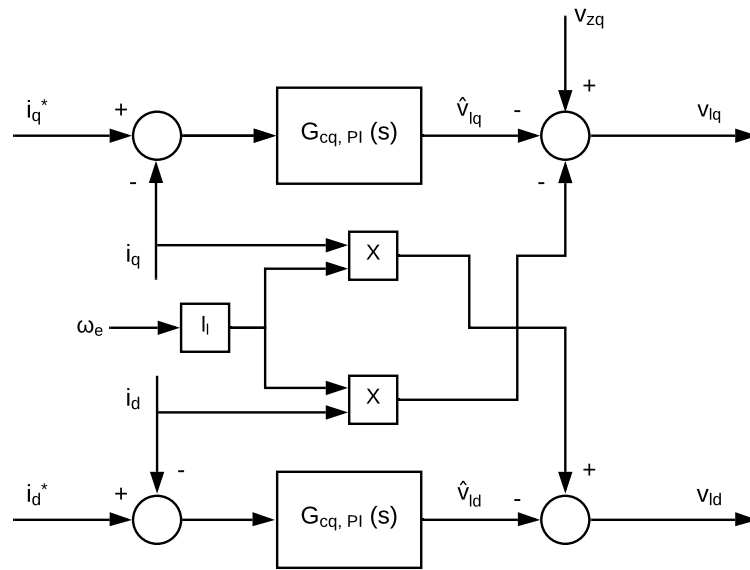
$$K_p = \frac{l_l}{\tau} \quad (25)$$

$$K_i = \frac{r_l}{\tau} \quad (26)$$

on:

$\tau$  = constant de temps del llaç intern de corrent

Finalment, la implementació del llaç intern de corrent queda representada a través del diagrama de blocs de la Figura 12.

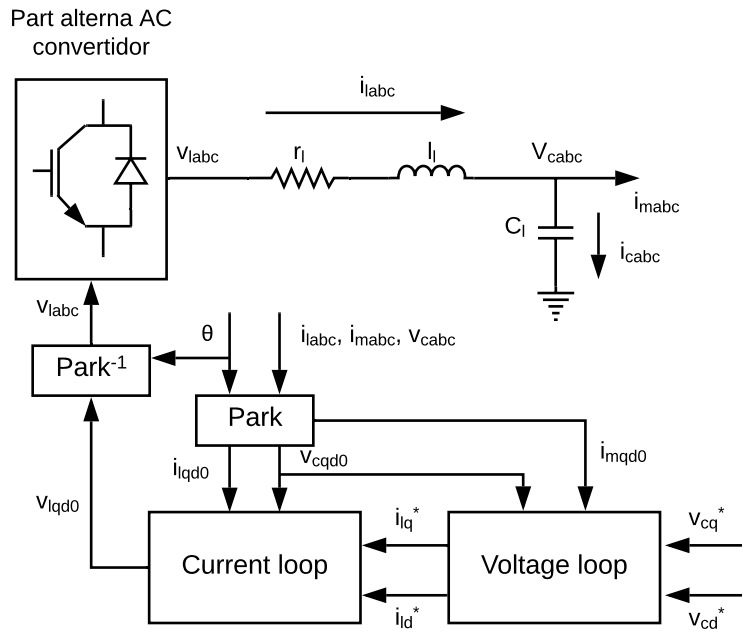


**Figura 12:** *Diagrama de blocs del llaç intern de corrent*

### 3 Control en mode *grid-forming*

El control dels convertidors operant en mode *grid-forming* [6] presenta com a característica principal que és el propi control el que aporta la referència per la freqüència i per l'angle elèctric de rotació. Aquesta diferència respecte el control en mode *grid-following*, que requereix d'un llaç de seguiment de fase per establir l'angle de rotació de la xarxa elèctrica a la qual es troba connectada, permet anul·lar el PLL i desconnectar el convertidor de la xarxa elèctrica. Com ja s'ha comentat en el *Prefaci*, aquesta tecnologia es troba en fase de recerca i desenvolupament, a l'espera de conèixer la seva viabilitat per aplicar-la a nivell industrial.

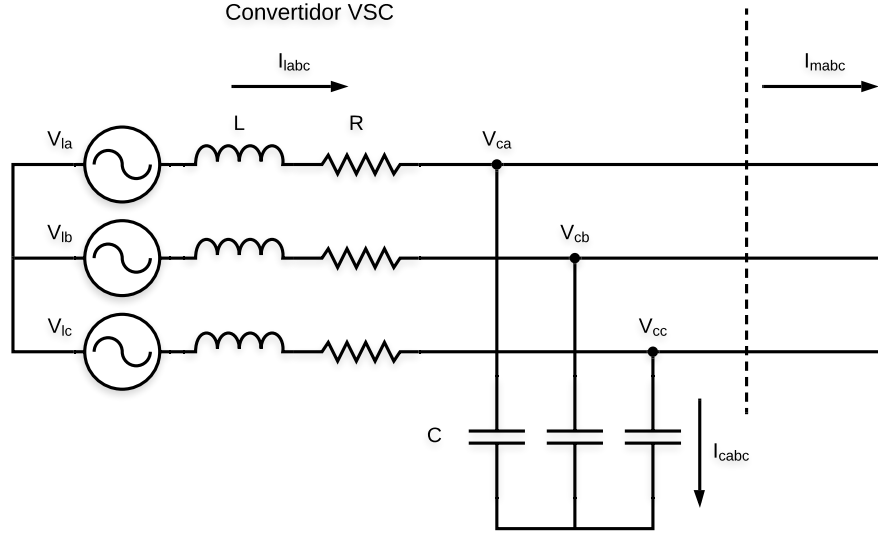
L'esquema general del sistema de control per la part alterna del convertidor es mostra a la Figura 13.



**Figura 13:** Esquema general de control en mode *grid-forming*

Respecte al control en mode *grid-following*, existeixen diverses diferències destacables.

En primer lloc, varia el model simplificat del convertidor VSC representat a la Figura 2 de l'Apartat 2.2. Com que l'objectiu del mode *grid-forming* és desacoblar el convertidor de la xarxa elèctrica, es requereix d'un element capaç de proporcionar al sistema l'energia elèctrica necessària en el moment de l'arrencada, que en anglès es coneix com a *black-start*. El dispositiu elèctric capaç de realitzar aquesta funció i que, per tant, s'incorpora al model del convertidor és el condensador.



**Figura 14:** Model simplificat del convertidor VSC en mode *grid-forming*

Aplicant la primera llei de Kirchhoff, la intensitat que circula entre el convertidor i els condensadors  $i_{labc}$  resulta de la suma de la intensitat que circula pels condensadors  $i_{cabc}$  i la intensitat que circula entre els condensadors i una possible càrrega o bus comú per connectar diversos convertidors en paral·lel  $i_{mabc}$ .

Pel que fa al control del convertidor, la tensió de la xarxa elèctrica  $v_{zabc}$ , utilitzada pel control del convertidor en mode *grid-following*, queda reemplaçada en l'esquema general per la tensió del condensador  $v_{cabc}$ , tal com es pot observar a la Figura 13. Per altra banda, la freqüència d'oscil·lació del sistema, així com l'angle elèctric de rotació, es fixa controlant el voltatge de la part contínua del convertidor, de manera que el laç de seguiment de fase PLL ja no és necessari. El control general es divideix en dos blocs o subsistemes: el laç extern de tensió i el laç intern de corrent.

Per facilitar la implementació del laç de control, en el mode *grid-forming* la tensió dels condensadors  $v_c$  s'utilitza com a valor de referència. Es fixen els següents valors de voltatge en la referència  $qd0$ :

$$v_{cq}^* = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot V_{cond} \quad (27)$$

$$v_{cd}^* = 0 \quad (28)$$

En els següents apartats es descriuen els dos subsistemes de control i els diferents casos o models d'estudi que s'analitzen en aquest treball.

### 3.1 Llaç extern de tensió

El laç extern de tensió, com el seu nom indica, té la funció de regular el voltatge entre borns dels condensadors  $v_{cqd}$ , per tal que aquest sigui en estat estacionari igual als valors de referència fixats  $v_{cqd}^*$ . A la sortida del laç s'obtenen els valors desitjats de la intensitat que circula entre el convertidor i els condensadors en la referència  $qd0$ ,  $i_{lq}^*$  i  $i_{ld}^*$ .



La següent equació matricial s'obté d'avaluar el comportament elèctric entre borns del condensador. Convé destacar que la intensitat que circula pels condensadors,  $i_{cq0}$ , s'ha expressat en funció de  $i_{lq0}$  i  $i_{mq0}$  d'acord amb la primera llei de Kirchhoff.

$$\begin{pmatrix} i_{lq} \\ i_{ld} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_{mq} \\ i_{md} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & C_l \omega_e \\ -C_l \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{cq} \\ v_{cd} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} C_l & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{cq} \\ v_{cd} \end{pmatrix} \quad (29)$$

on:

- $i_{lqd}$  = intensitat en la referència  $qd0$  que circula entre el convertidor i els condensadors
- $i_{mqd}$  = intensitat en la referència  $qd0$  que circula entre els condensadors i una possible càrrega o bus comú per connectar en paral·lel diversos convertidors
- $C_l$  = condensador associat al convertidor
- $\omega_e$  = velocitat angular del sistema
- $v_{cqd}$  = tensió entre borns dels condensadors en la referència  $qd0$

De la mateixa manera que s'ha procedit a l'Apartat 3.1.3 del control en mode *grid-following*, es desacoblen les dues components no nul·les de la intensitat  $i_{lqd0}$  per tal que una no depengui de l'altra i a l'inrevés.

$$\begin{pmatrix} i_{lq} \\ i_{ld} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{i}_{lq} + i_{mq} + C_l \cdot \omega_e \cdot v_{cd} \\ \hat{i}_{ld} + i_{md} - C_l \cdot \omega_e \cdot v_{cq} \end{pmatrix} \quad (30)$$

on:

- $\hat{i}_{lq}, \hat{i}_{ld}$  = senyals de sortida desacoblats del controlador de tensió
- $i_{lq}, i_{ld}$  = intensitat que circula entre el convertidor i els condensadors

Aplicant el desacoblament de  $i_{lq}$  i  $i_{ld}$ , l'equació (29) queda:

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_{lq} \\ \hat{i}_{ld} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} C_l & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{cq} \\ v_{cd} \end{pmatrix} \quad (31)$$

Aplicant la transformada de Laplace [5] per a cada component s'obtenen les següents funcions de transferència, definides com la relació entre la tensió dels condensadors i el senyal de sortida del controlador.

$$\frac{V_{cq}(s)}{\hat{I}_{lq}(s)} = \frac{1}{C_l \cdot s} \quad (32)$$

$$\frac{V_{cd}(s)}{\hat{I}_{ld}(s)} = \frac{1}{C_l \cdot s} \quad (33)$$

S'implementa el mateix controlador tipus proporcional-integral per les dues components, amb les constants proporcional  $K_p$  i integral  $K_i$  especificades a continuació.

$$G_{cq,PI}(s) = G_{cd,PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (34)$$

$$K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_e \cdot C_l \quad (35)$$

$$K_i = C_l \cdot \omega_e^2 \quad (36)$$

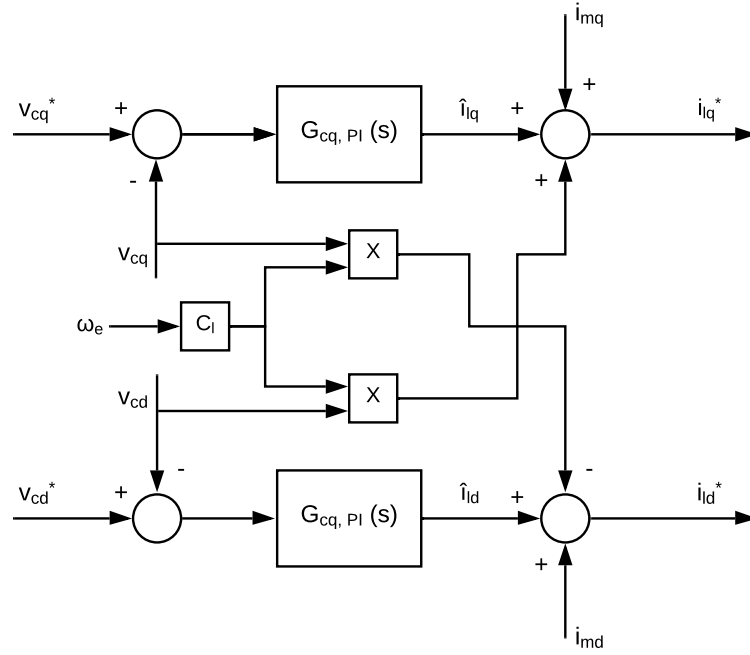
on:

$\xi$  = coeficient d'esmoreïment

$\omega_e$  = velocitat angular del sistema

$C_l$  = valor nominal dels condensadors

El diagrama de blocs del llaç extern de tensió queda representat a la Figura 15.



**Figura 15:** Diagrama de blocs del llaç extern de tensió

### 3.2 Llaç intern de corrent

El llaç intern de corrent és el segon subsistema de control i s'encarrega de regular la intensitat que circula entre el convertidor i els condensadors,  $i_{lq}$  i  $i_{ld}$ , per tal que aquesta sigui en estat estacionari igual a la intensitat de referència obtinguda en el llaç extern de tensió,  $i_{lq}^*$  i  $i_{ld}^*$ . A la sortida del llaç s'obté la tensió a aplicar al convertidor  $v_l$  en la referència  $qd0$ , que a través de l'antitransformada de Park es pot expressar finalment en la referència  $abc$ .

L'equació corresponent al llaç intern de corrent s'assoleix estudiant el circuit elèctric entre el convertidor i els condensadors, tenint en compte les inductàncies i resistències associades al convertidor.

$$\begin{pmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{cq} \\ v_{cd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_l & l_l \omega_e \\ -l_l \omega_e & r_l \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{lq} \\ i_{ld} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} l_l & 0 \\ 0 & l_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{lq} \\ i_{ld} \end{pmatrix} \quad (37)$$

on:

- $v_{lq}$  = tensió a aplicar al convertidor en la referència  $qd0$
- $v_{cqd}$  = tensió entre borns dels condensadors en la referència  $qd0$
- $l_l$  = inductància associada al convertidor
- $r_l$  = resistència equivalent de la inductància
- $\omega_e$  = velocitat angular del sistema
- $i_{lq}$  = intensitat en la referència  $qd0$  que circula entre el convertidor i els condensadors

A continuació, tal com s'ha fet amb el llaç extern de tensió, es procedeix a desacoblar en aquest cas la tensió a aplicar al convertidor VSC  $v_{lq}$  seguint les expressions següents:

$$\begin{pmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{v}_{lq} + v_{cq} - l_l \cdot \omega_e \cdot i_{ld} \\ \hat{v}_{ld} + v_{cd} + l_l \cdot \omega_e \cdot i_{lq} \end{pmatrix} \quad (38)$$

on:

- $\hat{v}_{lq}, \hat{v}_{ld}$  = senyals de sortida desacoblats del controlador de corrent
- $v_{lq}, v_{ld}$  = tensió a aplicar al convertidor

Aplicant les anteriors expressions en l'equació (37), s'obté l'equació desacoblada del llaç intern de corrent, és a dir, amb les components  $q$  i  $d$  depenent només d'elles mateixes.

$$\begin{pmatrix} \hat{v}_{lq} \\ \hat{v}_{ld} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_l & 0 \\ 0 & r_l \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{lq} \\ i_{ld} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} l_l & 0 \\ 0 & l_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{lq} \\ i_{ld} \end{pmatrix} \quad (39)$$

Les funcions de transferència del llaç intern de corrent, en el domini de Laplace [5], es mostren a continuació, definides com la relació entre la intensitat que circula entre el convertidor i els condensadors i el senyal de sortida del controlador.

$$\frac{I_{lq}(s)}{\hat{V}_{lq}(s)} = \frac{1}{l_l \cdot s + r_l} \quad (40)$$

$$\frac{I_{ld}(s)}{\hat{V}_{ld}(s)} = \frac{1}{l_l \cdot s + r_l} \quad (41)$$

De la mateixa manera que en el llaç extern de tensió, s'implementa un controlador proporcional-integral per a cada component, amb les mateixes característiques i constants.

$$G_{cq,PI}(s) = G_{cd,PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (42)$$

Les constants proporcional  $K_p$  i integral  $K_i$  es fixen utilitzant el Mode de Control Intern, tal com s'ha procedit en el llaç intern de corrent del *grid-following*.

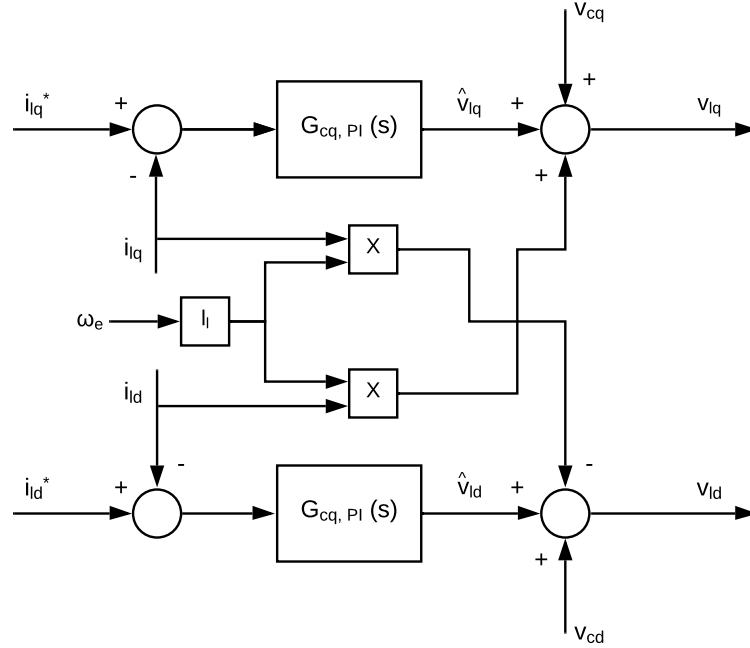
$$K_p = \frac{l_l}{\tau} \quad (43)$$

$$K_i = \frac{r_l}{\tau} \quad (44)$$

on:

$\tau$  = constant de temps del llac intern de corrent

Finalment, es representa el diagrama de blocs del llac intern de corrent a la Figura 16.



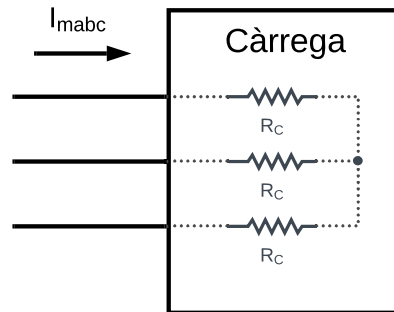
**Figura 16:** Diagrama de blocs del llac intern de corrent

### 3.3 Models d'estudi del convertidor en mode *grid-forming*

#### 3.3.1 Mitjançant càrrega

En el llenguatge elèctric, es defineix càrrega com a element receptor d'energia elèctrica [7]. El primer model d'estudi en mode *grid-forming* que es considera és el del convertidor VSC connectat a una càrrega.

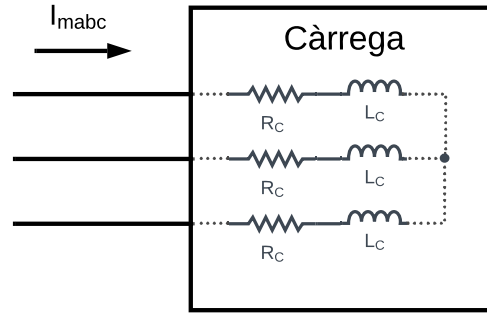
En el cas més simple possible, la càrrega elèctrica trifàsica es pot representar mitjançant tres resistències, una per cada fase i en estrella, de valor  $r_c$ .



**Figura 17:** Representació de la càrrega trifàsica  $R_c$

La intensitat que circula per la càrrega  $i_m$  es troba en fase amb la tensió entre borns de les resistències.

Per altra banda, la càrrega elèctrica també es pot representar combinant resistències i inductàncies, donant lloc al que es coneix com a càrrega RL. En aquest darrer cas, l'element inductiu provoca que l'ona de la intensitat quedi retardada respecte la de la tensió, generant-se així un desfasament entre elles.

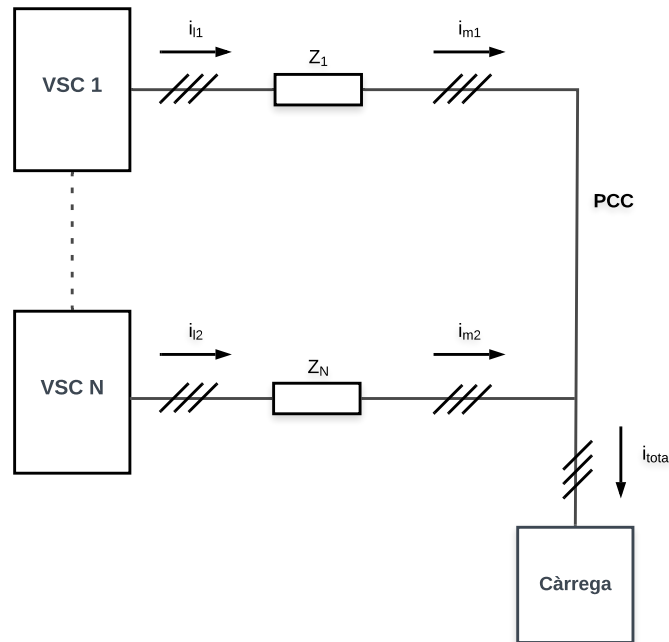


**Figura 18:** Representació de la càrrega trifàsica RL

A l'Apartat 6 es mostren les gràfiques obtingudes al simular el funcionament del convertidor en mode *grid-forming* connectat a les càrregues R i RL, tant per separat com conjuntament.

### 3.3.2 Convertidors en paral·lel

El segon cas d'estudi del mode *grid-forming* consisteix en connectar a una càrrega una sèrie de convertidors VSC en paral·lel. La potència total requerida per la càrrega es subdivideix entre el nombre de convertidors connectats en paral·lel, de manera que cada convertidor aporta part de la potència total necessària [8 - 12].



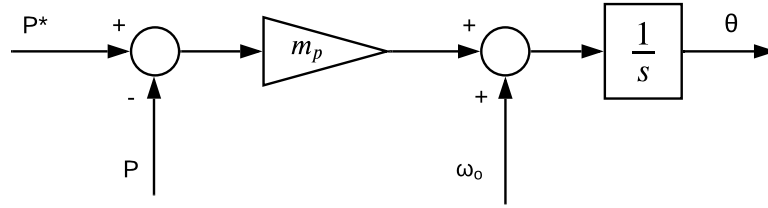
**Figura 19:** Esquema de funcionament dels convertidors en paral·lel

Com es pot observar a la Figura 19, tant la càrrega com els  $N$  convertidors en paral·lel es troben connectats en un mateix punt, anomenat PCC (*Point of Common Coupling*). Per tant, es dedueix ràpidament que la tensió als condensadors de cada convertidor en paral·lel,  $v_{ci}$  (on  $i$  fa referència al número del convertidor), és igual per a tots ells i és la mateixa tensió que s'aplica a la càrrega.

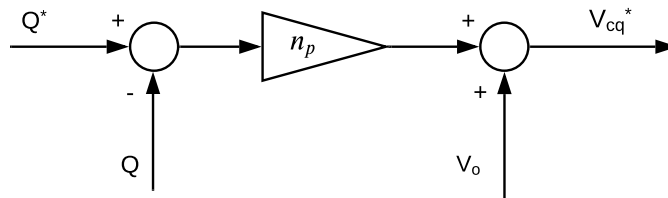
Pel que fa al sistema de control en aquesta configuració, cal destacar que cada convertidor té el seu propi llaç de control, i com que els convertidors treballen en mode *grid-forming*, s'utilitzen els llaços de control exposats als Apartats 4.1 i 4.2.

Tot i així, per al càlcul de les referències de la tensió als condensadors i l'angle elèctric de cada convertidor, aquest sistema de control incorpora dos llaços [13] que permeten obtenir aquestes referències a partir de les potències activa i reactiva demandades per la càrrega. A partir de la potència activa  $P$  s'obté la velocitat angular i angle elèctric requerits a cada convertidor, mentre que amb la potència reactiva  $Q$  s'aconsegueix el valor de referència de la tensió als condensadors. Quan la potència demandada per la càrrega augmenta, tant la freqüència del sistema com la component  $q$  de referència de la tensió als condensadors disminueixen respecte el seu valor anterior, i altrament si la potència de la càrrega disminueix els dos valors de referència tornen a augmentar.

A les següents figures es mostren els diagrames de blocs del llaç de control  $P - f$  (potència activa - freqüència/angle elèctric) i del llaç  $Q - V_c$  (potència reactiva - tensió als condensadors), coneguts com a *power droop*.



**Figura 20:** Diagrama de blocs de llaç de control  $P - f$



**Figura 21:** Diagrama de blocs de llaç de control  $Q - v_c$

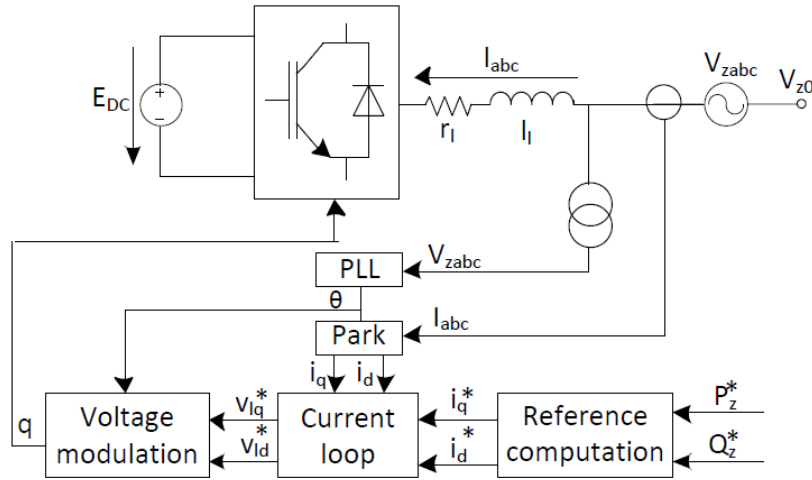
A l'Apartat 6 es poden observar les gràfiques obtingudes en connectar dos convertidors en paral·lel a una càrrega tipus resistiva.

## 4 Resultats de la simulació

Totes les simulacions realitzades en aquest estudi han estat dutes a terme amb el programa *Matlab*<sup>®</sup>, més concretament amb l'eina de simulació *Simulink*<sup>®</sup>, dissenyada per l'empresa *MathWorks*<sup>®</sup>.

### 4.1 Sistema d'emmagatzematge en mode *grid-following*

En primer lloc, s'ha dut a terme la simulació del sistema de control del convertidor VSC connectat a un sistema d'emmagatzematge d'energia mitjançant l'ús de bateries, tot seguint l'angle elèctric de la xarxa. A la següent figura es mostra el sistema de control del convertidor, així com la font de tensió constant a la part DC que representa el conjunt de bateries.



**Figura 22:** Esquema general de control del convertidor per sistemes d'emmagatzematge d'energia

S'han utilitzat com a referències les potències activa i reactiva injectades a la xarxa, que d'ara en endavant s'anomenaran  $P_z^*$  i  $Q_z^*$ , respectivament. Els valors que s'han imposat per a la simulació es mostren a la Taula 1, on es pot veure que el sistema sempre injecta potència activa a la xarxa, mentre que en  $t=0$  s i  $t=0,5$  s el sistema no injecta ni consumeix potència reactiva i finalment que en  $t=0,8$  s consumeix potència reactiva de la xarxa.

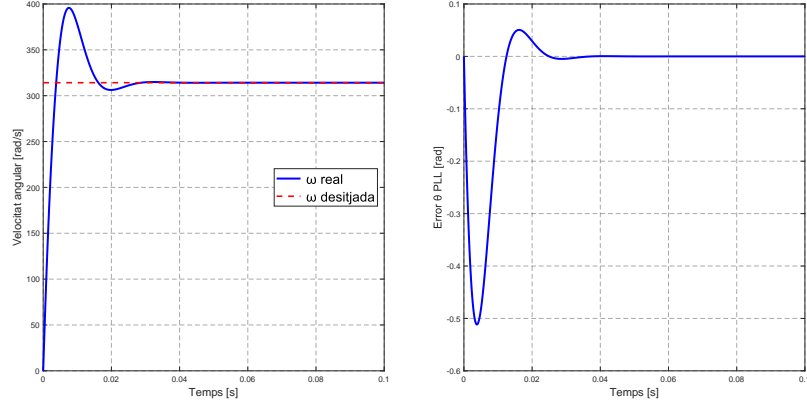
Temps [s]	Potència activa [kW]	Potència reactiva [kVAr]
0	-3	0
0,3	-6	-5
0,5	-1	0
0,8	-7	2
0,9	-7	-7

**Taula 1:** Referències de les potències activa i reactiva injectades a la xarxa

El temps de la simulació ha estat d'1 segon, i s'han utilitzat com a elements del sistema una xarxa AC trifàsica amb una tensió de línia de 400 V i una freqüència de 50 Hz, unes resistències  $r_l$  de 0,5  $\Omega$  i unes inductàncies  $l_l$  de 5,4 mH. Finalment, les constants de temps  $\tau$  dels controladors i les plantes del llau de corrent (en anglès *Current loop*) han estat de 10 ms, mentre que el coeficient d'esmoreïment  $\xi$  i la velocitat angular elèctrica  $\omega_n$  del llau de seguiment de fase (en anglès *Phase Locked-Loop*, PLL) han estat de 0,6 i  $100\pi$  rad/s, respectivament.

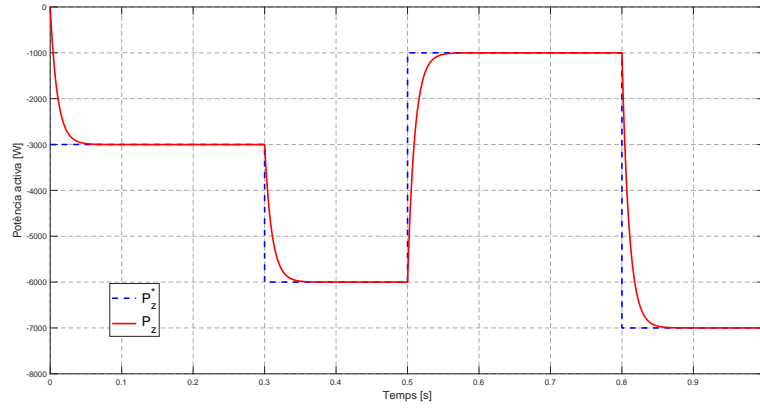
El llau de seguiment de fase, on té lloc la transformació de Park de les tensions de la xarxa elèctrica trifàsica  $V_z$ , incorpora en tot el sistema de control un transitori en els instants inicials de la simulació, degut a que el PLL accelera i desaccelera la velocitat de gir de l'eix  $q$  fins a ajustar-la

a la velocitat de la xarxa elèctrica, obtenint així l'angle desitjat per a la correcta realització de la transformada de la referència  $abc$  a  $qd0$ . A la Figura 23 es mostra l'efecte del transitori en la velocitat angular i en l'angle entre l'eix  $q$  i l'eix  $a$  o  $\alpha$ .

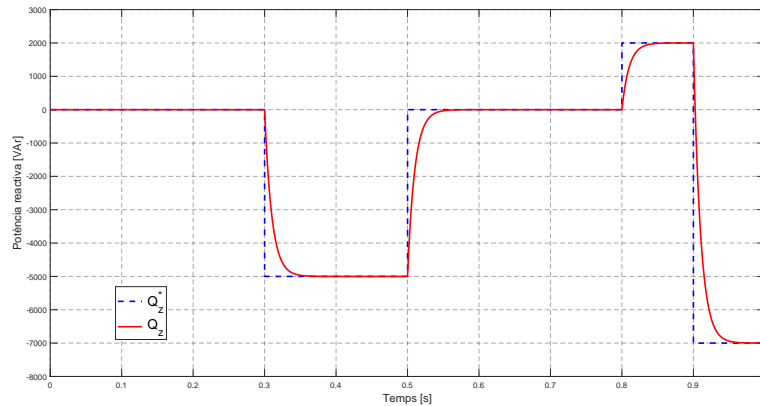


**Figura 23:** *Transitori inicial en el seguiment del PLL*

Pel que fa a les potències activa i reactiva injectades a la xarxa, ja s'han comentat els valors de referència inicialitzats en la Taula 1. S'han representat aquestes referències  $P_z^*$  i  $Q_z^*$  juntament amb els valors reals  $P_z$  i  $Q_z$  obtinguts mitjançant el sistema de control.



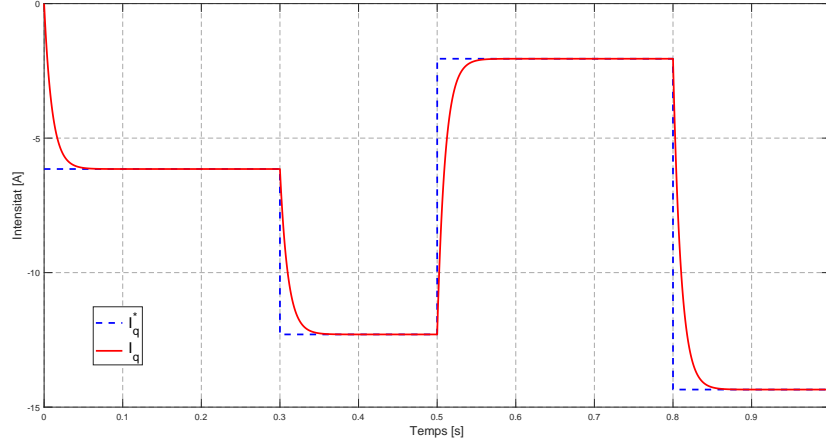
**Figura 24:** *Potència activa  $P_z$  injectada a la xarxa*



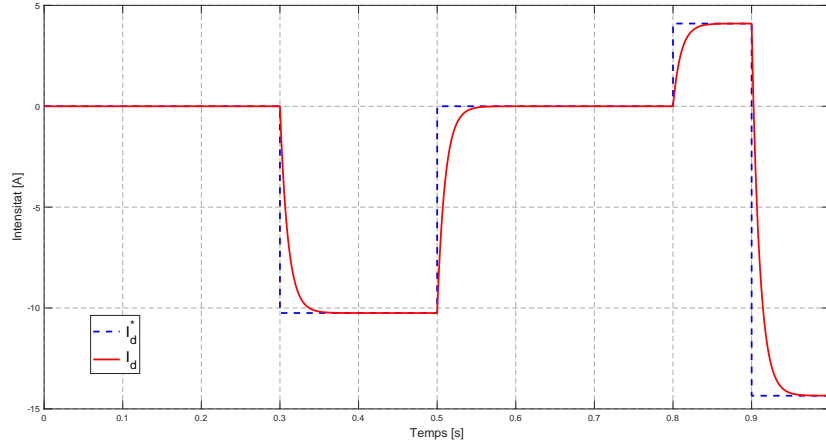
**Figura 25:** *Potència reactiva  $Q_z$  injectada a la xarxa*



A partir de les potències actives  $P_z^*$  i  $P_z$  es poden conèixer  $I_q^*$  i  $I_q$  respectivament, de la mateixa manera que amb la potència reactiva de referència i la mesurada es poden conèixer  $I_d^*$  i  $I_d$ . Aquestes intensitats en la referència  $qd0$  es mostren a la Figura 26 i Figura 27.

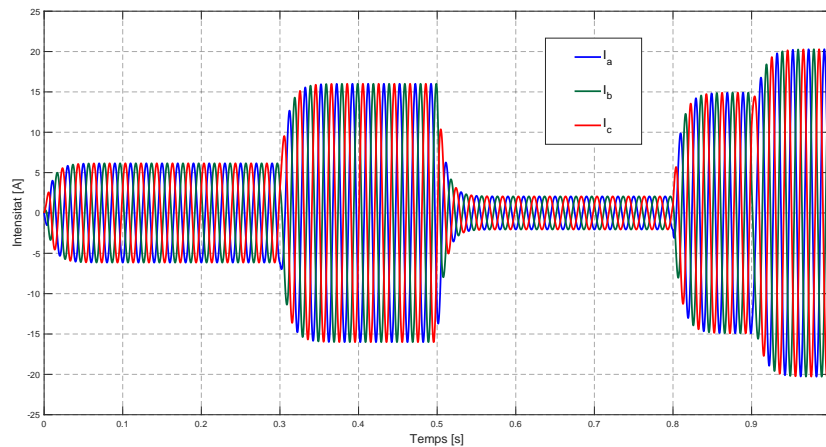


**Figura 26:** Component  $q$  de la intensitat en la referència  $qd0$



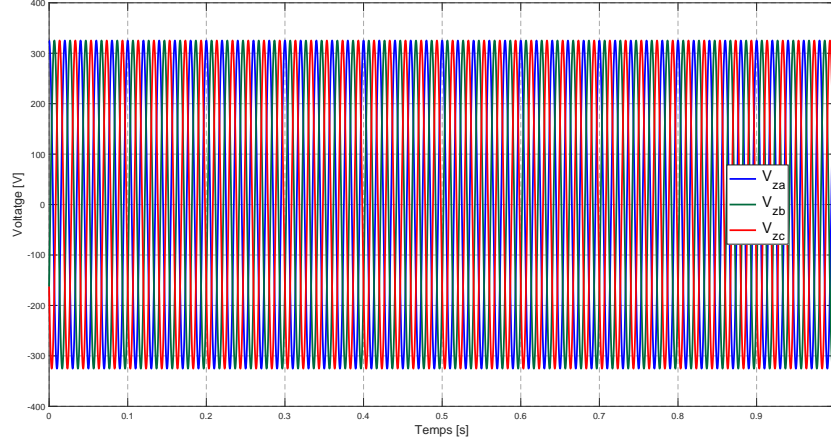
**Figura 27:** Component  $d$  de la intensitat en la referència  $qd0$

Com es pot observar, les respostes de les dues intensitats  $I_q$  i  $I_d$  presenten la constant de temps desitjada de 10 ms. A més, l'estat transitori inicial generat pel llaç de seguiment de fase PLL és pràcticament imperceptible pel que fa a la intensitat en la referència  $qd0$ . Aplicant l'antitransformada de Park, s'ha obtingut la intensitat  $I_{abc}$  en la referència  $abc$ .

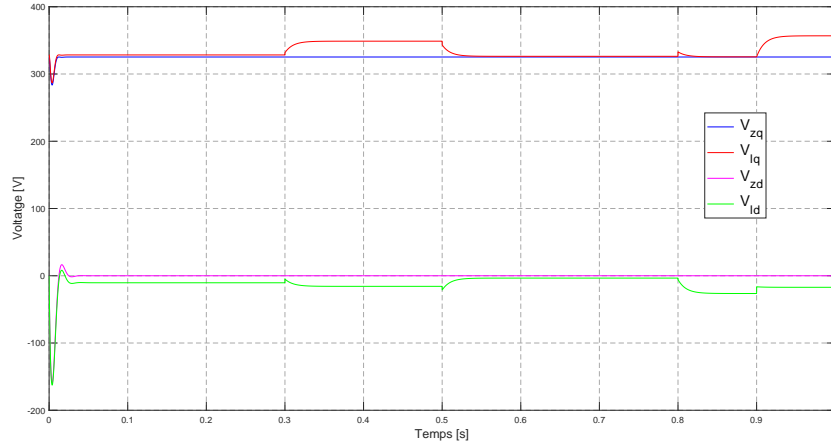


**Figura 28:** Intensitat en la referència  $abc$

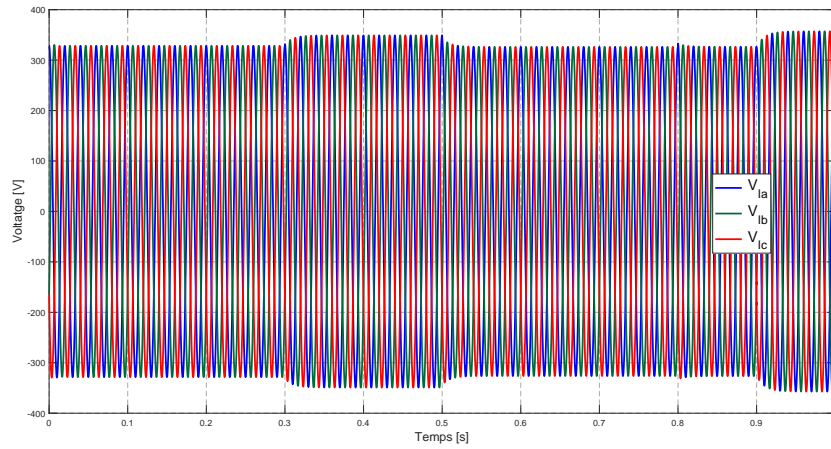
Un cop obtingudes les intensitats en la referència  $qd0$ , tant la de referència  $I_{qd0}^*$  com la mesurada  $I_{qd0}$ , mitjançant el llaç de corrent s'ha extret la tensió a l'entrada del convertidor de la part AC,  $V_L$ . En les següents figures es poden observar les tensions de la xarxa elèctrica i a l'entrada del convertidor, tant en la referència  $abc$  com en  $qd0$ .



**Figura 29:** *Tensió de la xarxa en la referència abc*

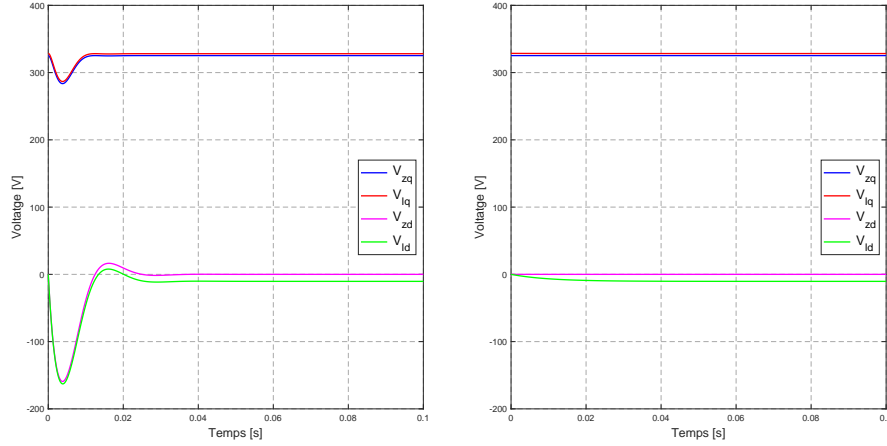


**Figura 30:** *Tensions de la xarxa i del convertidor en la referència qd0*



**Figura 31:** *Tensió a l'entrada del convertidor en la referència abc*

Les tensions del sistema en la referència  $qd0$ , a diferència de la intensitat, presenten el transitori generat pel seguiment de l'angle elèctric del PLL. A la Figura 32 s'evidencia l'existència d'aquest transitori inicial, i es compara amb la situació ideal sense transitori.

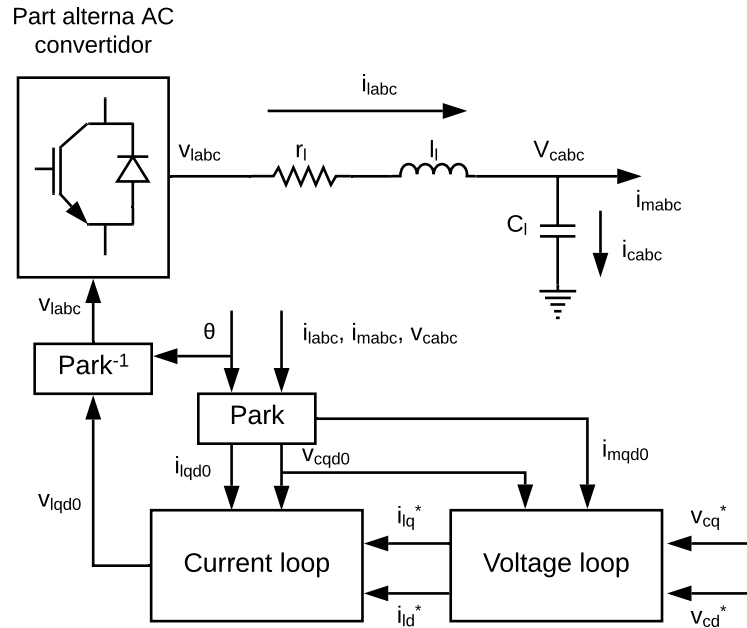


**Figura 32:** Comparativa de les tensions del sistema en els instants inicials

#### 4.2 Convertidor en mode *grid-forming* connectat a una càrrega resistiva

En el primer model simulat en mode *grid-forming*, el convertidor es troba connectat a una càrrega tipus resistiva, és a dir, formada per tres resistències, una per cada fase i en estrella, de valor constant  $r_c$ . La càrrega es troba connectada al convertidor durant tot el temps de la simulació.

Abans de presentar els valors dels paràmetres utilitzats, així com els resultats obtinguts, es representa de nou l'esquema general del sistema de control en mode *grid-forming*.



**Figura 33:** Esquema general de control en mode *grid-forming*

Paràmetres	Valors
$V_{cond}^*$	400 V
$f^*$	50 Hz
$R_c$	0,5 $\Omega$
$L_l$	5,4 mH
$C_l$	200 $\mu$ F
$R_{càrrega}$	100 $\Omega$
$\xi$	0,6
$\tau_{CL}$	1 ms

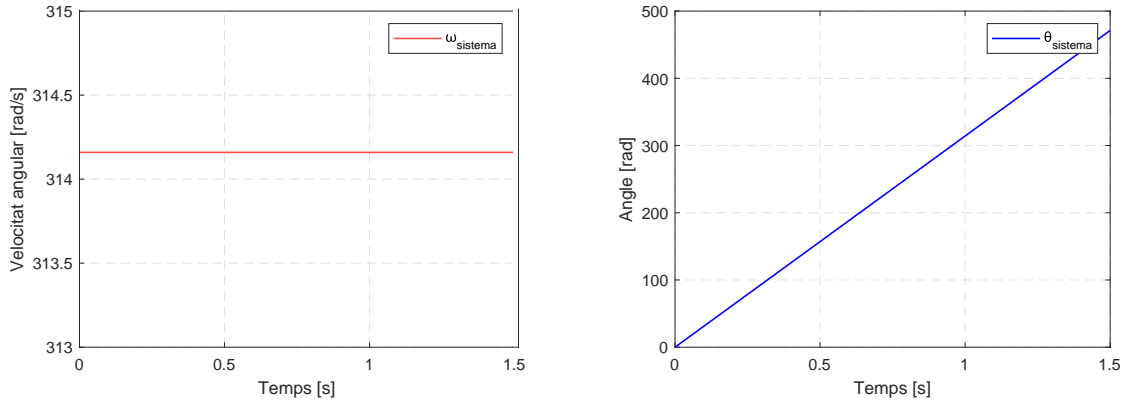
**Taula 2:** Paràmetres utilitzats en la simulació amb càrrega resistiva

El temps de la simulació ha estat d'1,5 segons. A la Taula 2 es mostren els paràmetres fixats per la simulació. Es fixa la freqüència del sistema a 50 Hz, i com a tensió de referència als condensadors s'utilitzen les expressions presentades a l'Apartat 3, en la referència  $qd0$ :

$$v_{cq}^* = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot V_{cond}^* \quad (45)$$

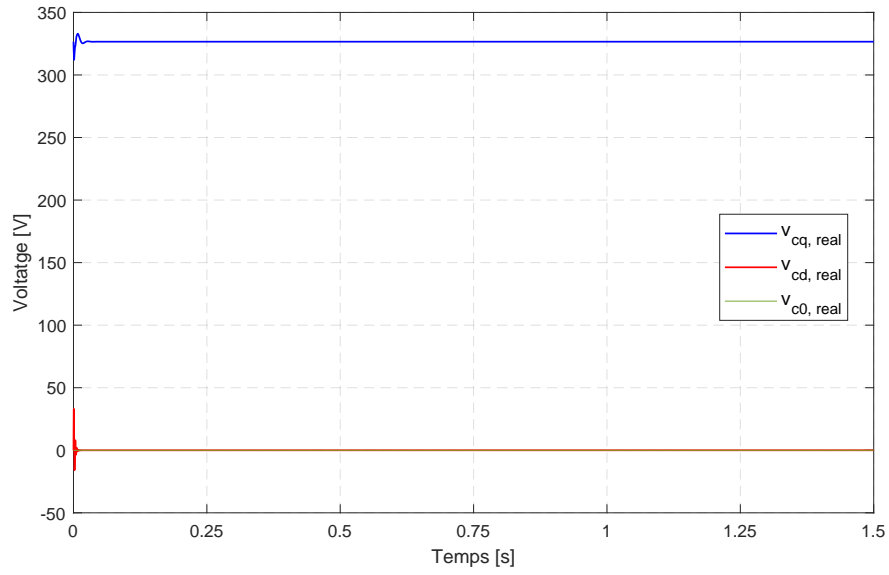
$$v_{cd}^* = 0 \quad (46)$$

Es comprova que per tot el temps de la simulació la velocitat angular del sistema es manté constant i l'angle elèctric evoluciona d'acord amb la freqüència fixada.

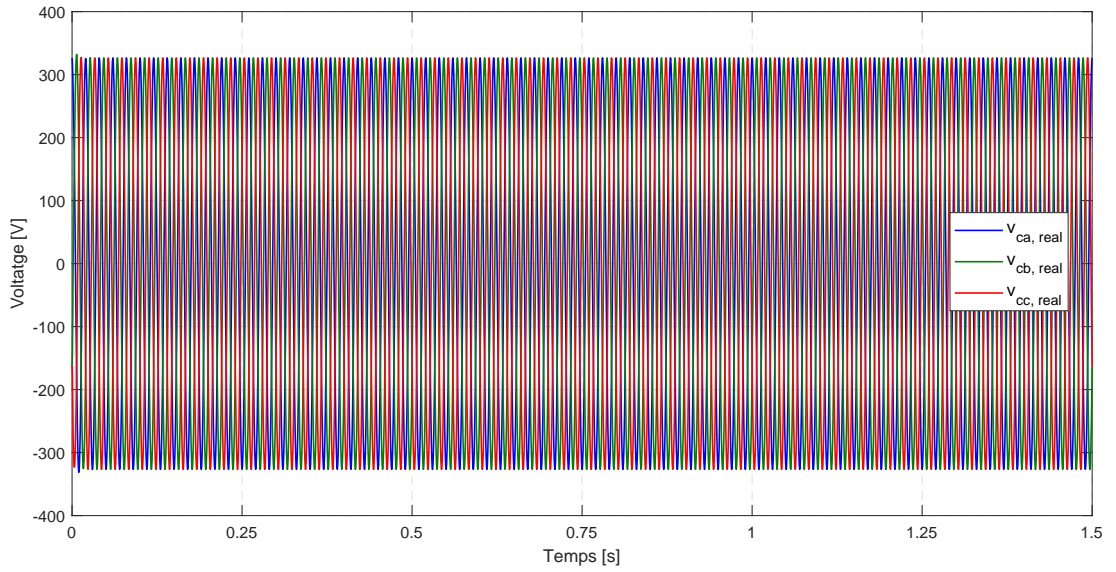


**Figura 34:** Velocitat angular i angle elèctric del sistema

A continuació, s'observa la tensió en els condensadors,  $v_c$ , tant en la referència  $qd0$  com  $abc$ . Es pot comprovar que passat el transitori inicial, la component  $q$  de la tensió s'estabilitza al valor de referència citat a l'equació (45), mentre que la component  $d$  s'estableix a 0. Pel que fa a la referència  $abc$ , es mostra com el valor de pic es correspon amb el valor de referència. Els condensadors són els encarregats d'inicialitzar el sistema en el moment de l'arrencada, gràcies a la seva capacitat d'emmagatzemar energia.

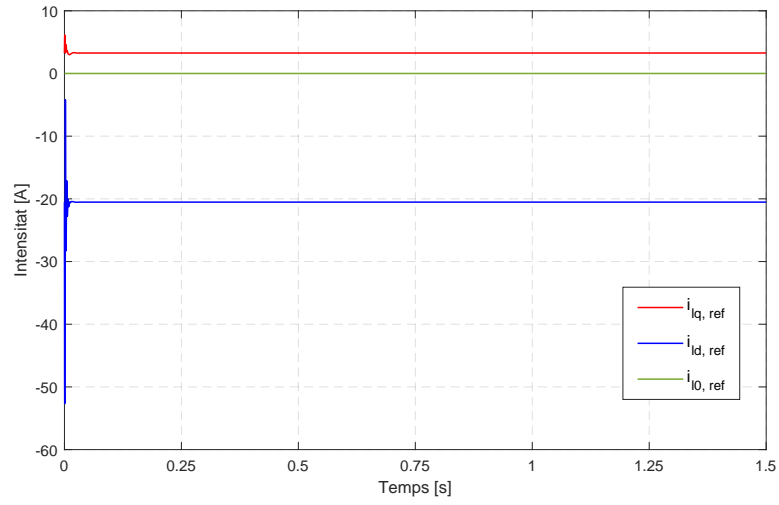


**Figura 35:** Tensió mesurada als condensadors, en la referència  $qd0$ , amb càrrega resistiva

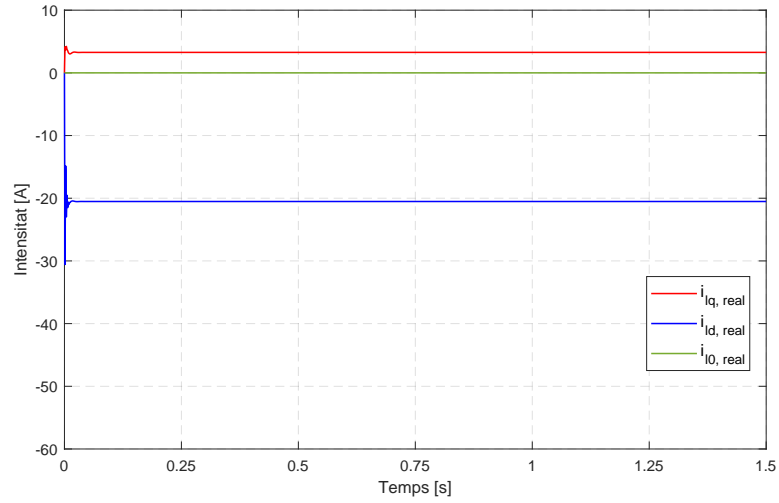


**Figura 36:** Tensió mesurada als condensadors, en la referència  $abc$ , amb càrrega resistiva

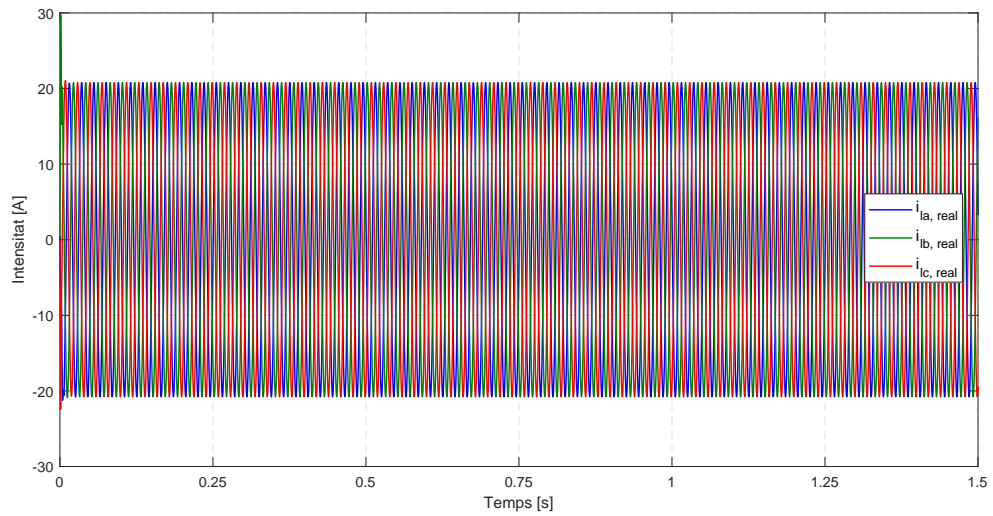
Del llaç extern de tensió s'obté la intensitat de referència que circula entre el convertidor i els condensadors,  $i_{l_{qd0}}^*$ . Es compara amb la intensitat mesurada  $i_{l_{qd0}}$  i s'observa que es corresponen amb precisió. Finalment, la intensitat mesurada es presenta també en la referència  $abc$ .



**Figura 37:** Intensitat de referència  $i_l^*$ , en la referència  $qd0$ , amb càrrega resistiva

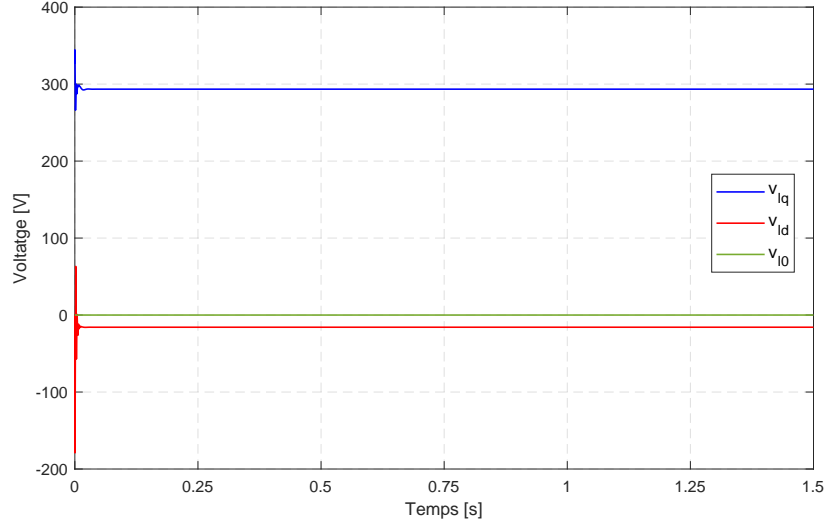


**Figura 38:** Intensitat  $i_l$ , en la referència  $qd0$ , amb càrrega resistiva

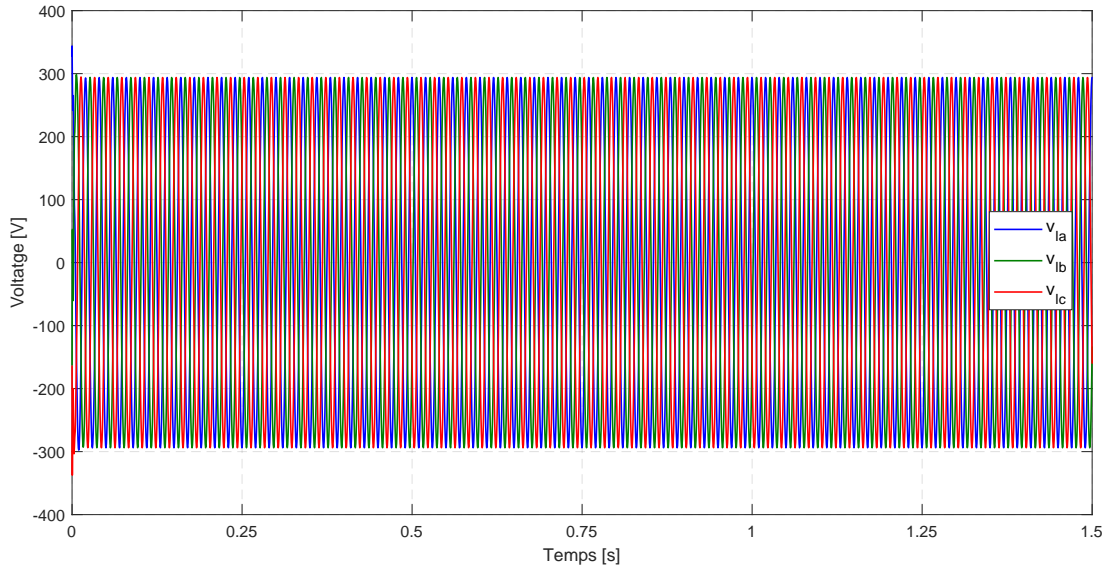


**Figura 39:** Intensitat  $i_l$ , en la referència  $abc$ , amb càrrega resistiva

La tensió a aplicar al convertidor,  $v_l$ , s'extreu a la sortida del llaç intern de corrent, en el qual s'introdueix la intensitat de referència  $i_l^*$  abans mostrada. Es pot observar en les següents figures com la tensió  $v_l$ , un cop assolit l'estat estacionari, s'estableix en el valor demandat per la càrrega resistiva.



**Figura 40:** Tensió a aplicar al convertidor  $v_l$ , en la referència  $abc$ , amb càrrega resistiva



**Figura 41:** Tensió a aplicar al convertidor  $v_l$ , en la referència  $abc$ , amb càrrega resistiva

### 4.3 Convertidor en mode *grid-forming* connectat a una càrrega resistiva-inductiva

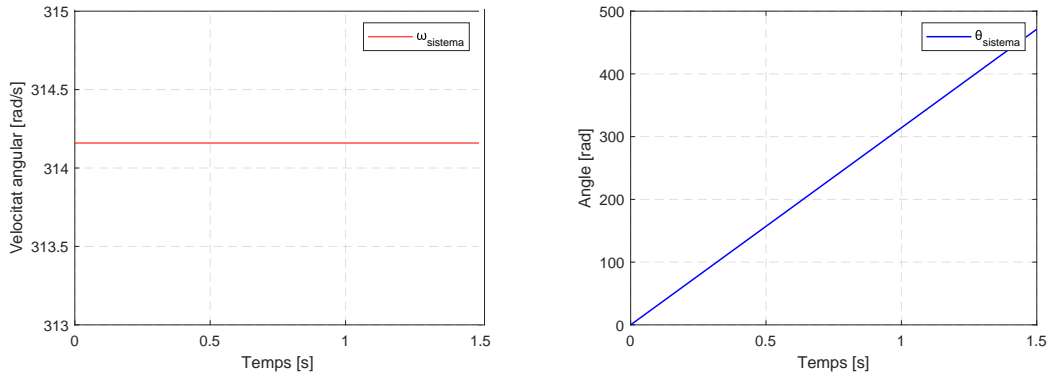
En aquest cas, el convertidor es troba connectat a una càrrega tipus resistiva-inductiva, formada per tres resistències i tres inductàncies, una per cada fase i en estrella, de valor constant  $r_c$  i  $l_c$ , respectivament. La càrrega es troba connectada al convertidor durant tot el temps de la simulació.

Paràmetres	Valors
$V_{cond}^*$	400 V
$f^*$	50 Hz
$R_c$	0,5 $\Omega$
$L_l$	5,4 mH
$C_l$	200 $\mu$ F
$R_{càrrega}$	100 $\Omega$
$L_{càrrega}$	50 mH
$\xi$	0,6
$\tau_{CL}$	1 ms

**Taula 3:** Paràmetres utilitzats en la simulació amb càrrega resistiva-inductiva

El temps de la simulació ha estat d'1,5 segons. A la Taula 3 es mostren els paràmetres fixats per la simulació. Com es pot observar, tots els valors són iguals que en el cas anterior, a diferència de la inductància de la càrrega afegida de 50 mH.

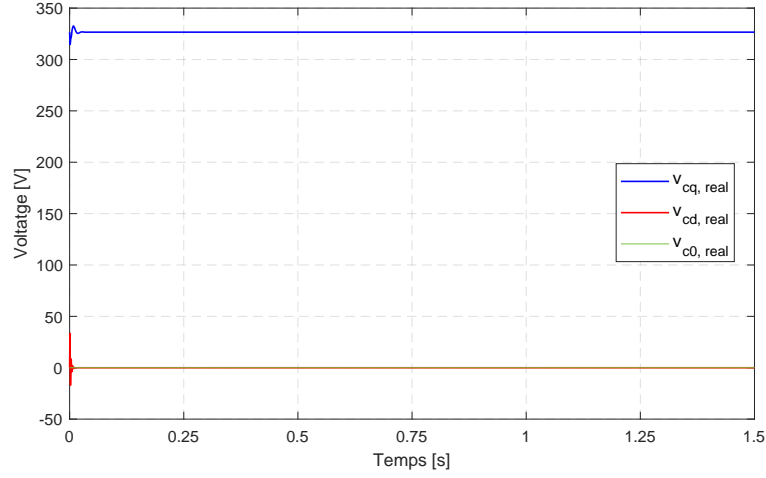
Es comprova novament que per tot el temps de la simulació la velocitat angular del sistema es manté constant i l'angle elèctric evoluciona d'acord amb la freqüència fixada.



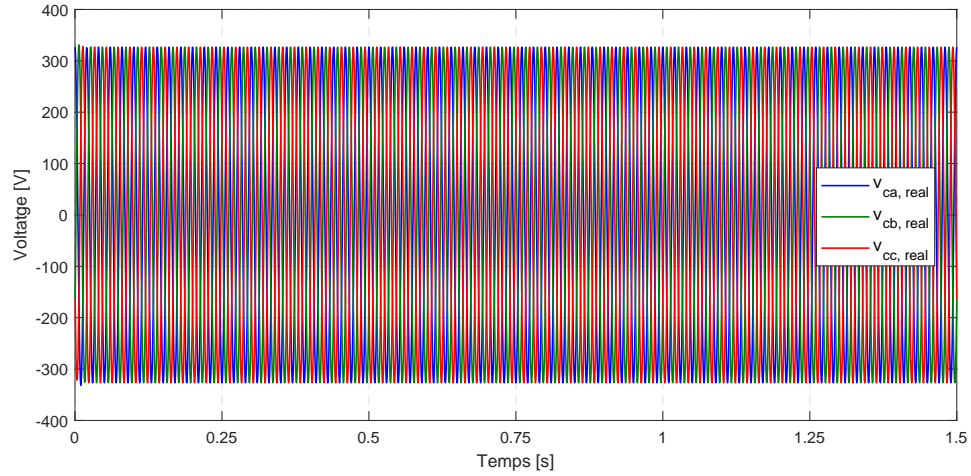
**Figura 42:** Velocitat angular i angle elèctric del sistema

La tensió mesurada als condensadors,  $v_c$ , presenta en estat estacionari els valors de referència  $v_c^*$  en la referència  $qd0$ , que s'obtenen a partir de les equacions (45) i (46) expressades en l'anterior simulació.



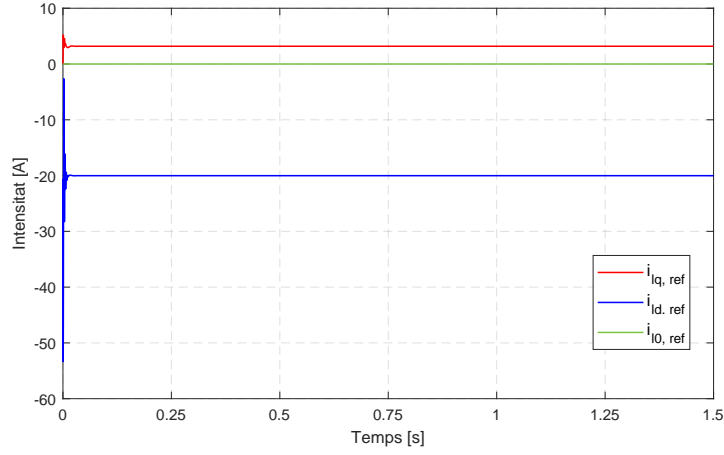


**Figura 43:** Tensió mesurada als condensadors, en la referència  $qd0$ , amb càrrega resistiva-inductiva

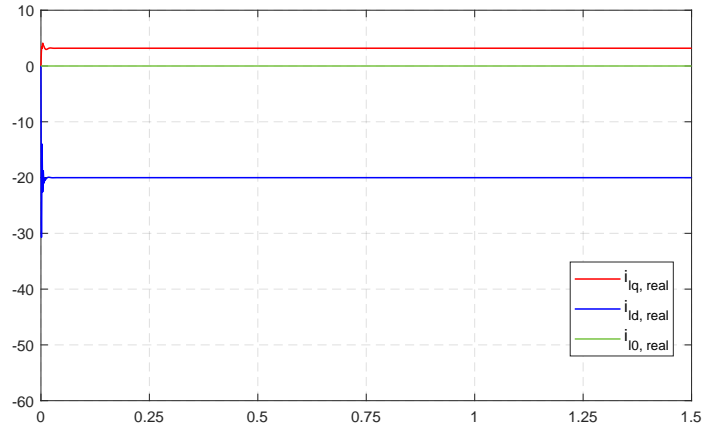


**Figura 44:** Tensió mesurada als condensadors, en la referència  $abc$ , amb càrrega resistiva-inductiva

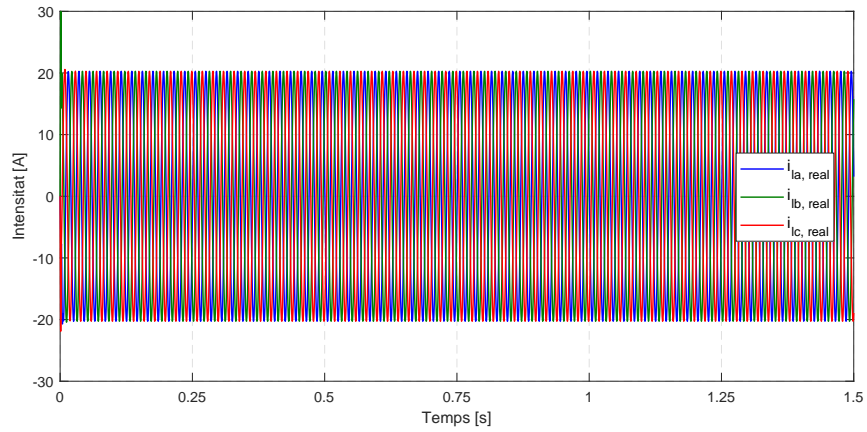
La intensitat de referència que circula entre el convertidor i els condensadors,  $i_{l_{qd0}}^*$ , s'assoleix a la sortida del llaç extern de tensió. Es compara amb la intensitat mesurada  $i_{l_{qd0}}$  i s'observa que concorden correctament. La intensitat mesurada es representa també en la referència  $abc$ .



**Figura 45:** Intensitat de referència  $i_l^*$ , en la referència  $qd0$ , amb càrrega resistiva-inductiva

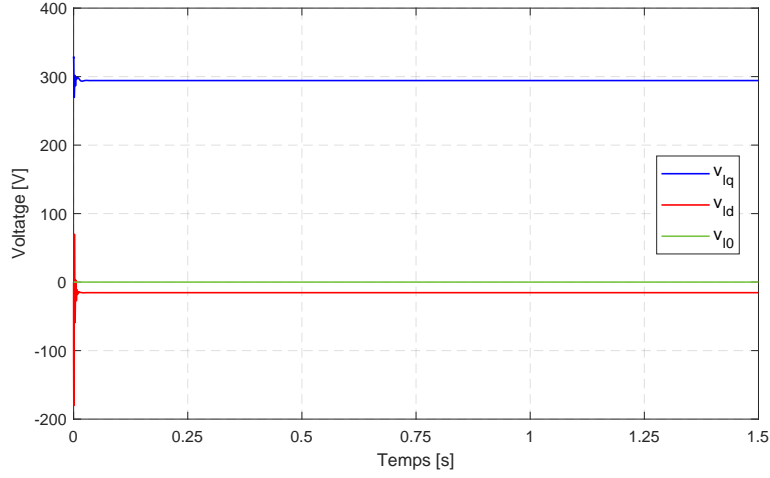


**Figura 46:** Intensitat  $i_l$ , en la referència  $qd0$ , amb càrrega resistiva-inductiva

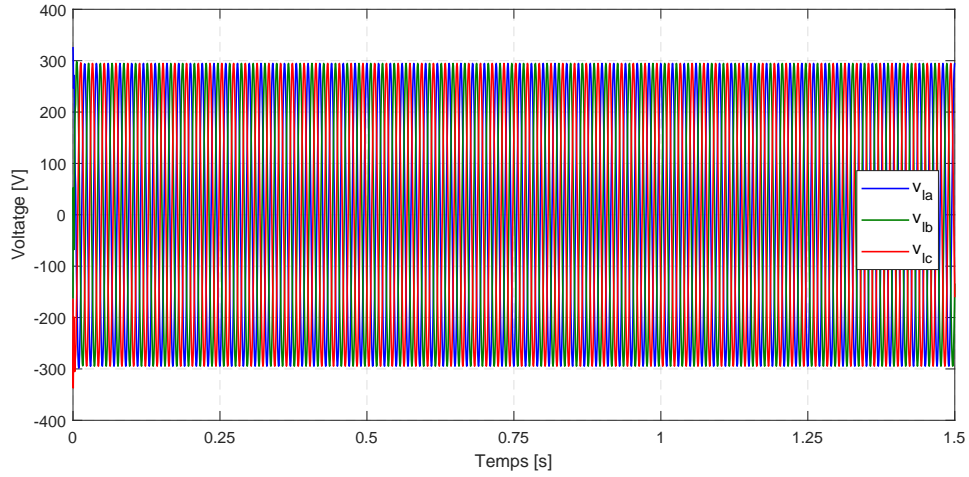


**Figura 47:** Intensitat  $i_l$ , en la referència  $abc$ , amb càrrega resistiva-inductiva

Finalment, la tensió a aplicar al convertidor,  $v_l$ , s'obté a la sortida del llaç intern de corrent. Es pot observar en les següents figures com la tensió  $v_l$ , un cop assolit l'estat estacionari, s'estableix en el valor demandat per la càrrega resistiva-inductiva.



**Figura 48:** Tensió a aplicar al convertidor  $v_l$ , en la referència  $abc$ , amb càrrega resistiva-inductiva



**Figura 49:** Tensió a aplicar al convertidor  $v_l$ , en la referència  $abc$ , amb càrrega resistiva-inductiva

#### 4.4 Convertidor en mode *grid-forming* connectat a una càrrega variable

En aquest model de control de convertidors en mode *grid-forming*, el convertidor VSC es troba connectat a dues càrregues, una resistiva-inductiva (càrrega 1) i una únicament resistiva (càrrega 2). Cada càrrega disposa d'un interruptor, que permet o impedeix el pas de corrent cap a la càrrega en qüestió.

Element	Temps connectat
Càrrega 1	$t \geq 0,75 \text{ s}$
Càrrega 2	$0,3 \text{ s} \leq t \leq 1,15 \text{ s}$

**Taula 4:** Configuració temporal de les càrregues

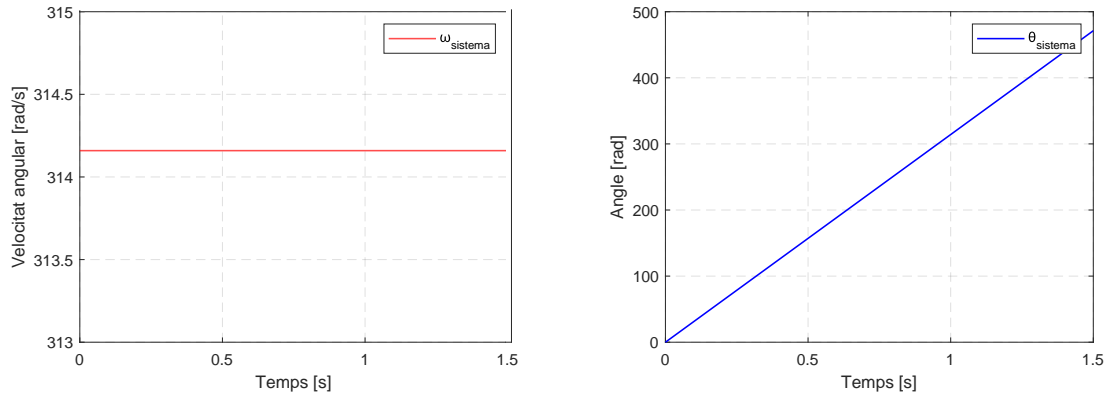
Paràmetres	Valors
$V_{cond}^*$	400 V
$f^*$	50 Hz
$R_c$	0,5 $\Omega$
$L_l$	5,4 mH
$C_l$	200 $\mu$ F
$R_{càrrega1}$	50 $\Omega$
$L_{càrrega1}$	50 mH
$R_{càrrega2}$	20 $\Omega$
$\xi$	0,6
$\tau_{CL}$	1 ms

**Taula 5:** Paràmetres utilitzats en la simulació amb càrrega variable

El temps de la simulació ha estat d'1,5 s. A la Taula 4 es mostra la configuració temporal de la simulació. La càrrega 1, de tipus resistiva-inductiva, es troba desconnectada fins a 0,75 s, moment en el que es connecta al convertidor fins el final de la simulació. Per altra banda, la càrrega 2 es connecta al sistema entre els instants de temps 0,3 s i 1,15 s, trobant-se desconnectada altrament.

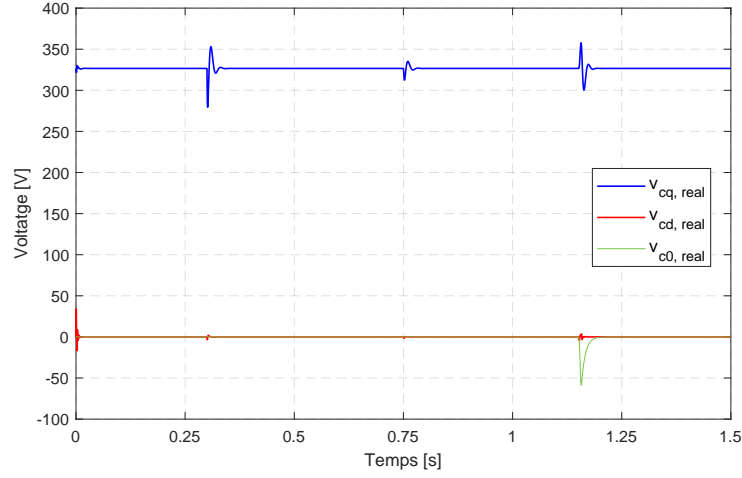
A la Taula 5 es mostren els paràmetres fixats per la simulació. La càrrega 1 està formada per una resistència de valor 50  $\Omega$  i una inductància de 50 mH, mentre que la càrrega 2, purament resistiva, té un valor de 20  $\Omega$ .

El primer pas, com en la resta de casos en mode *grid-forming*, és comprovar que la velocitat angular i l'angle elèctric del sistema es comporten segons la freqüència de referència fixada.

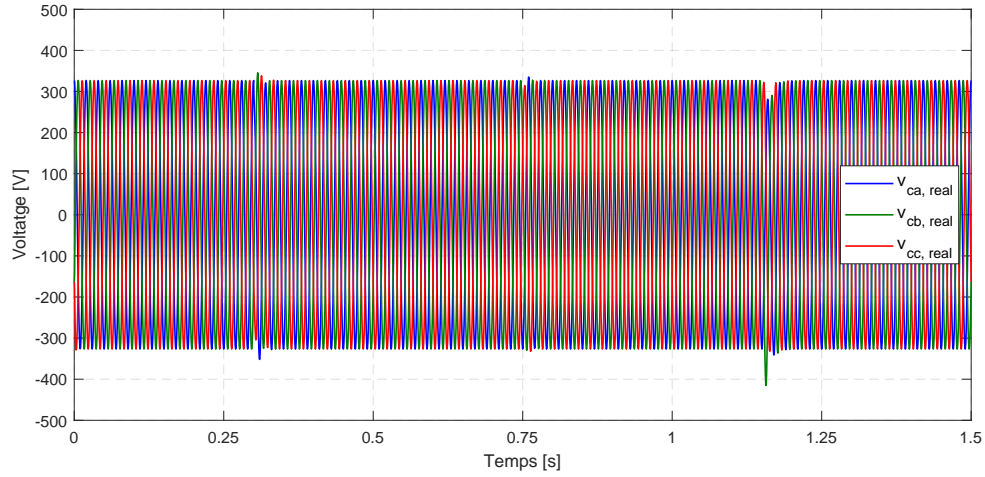


**Figura 50:** Velocitat angular i angle elèctric del sistema

A continuació, s'observa l'evolució de la tensió als condensadors, tant en la referència *qd0* com *abc*. Es veuen clarament els punts de connexió i desconnexió de les càrregues, on es produeix un breu transitori i s'estabilitza novament al valor de referència fixat. Per tant, es confirma que el mode *grid-forming* funciona correctament al no variar la tensió de referència  $v_c$ .



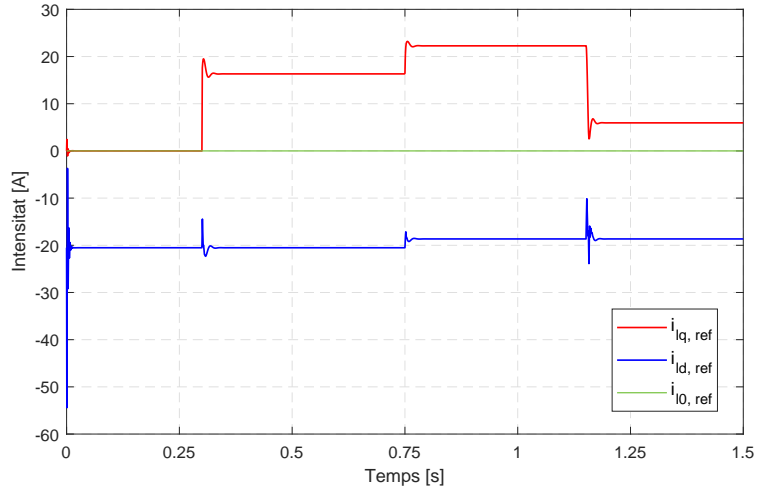
**Figura 51:** Tensió mesurada als condensadors, en la referència  $qd0$ , amb càrrega variable



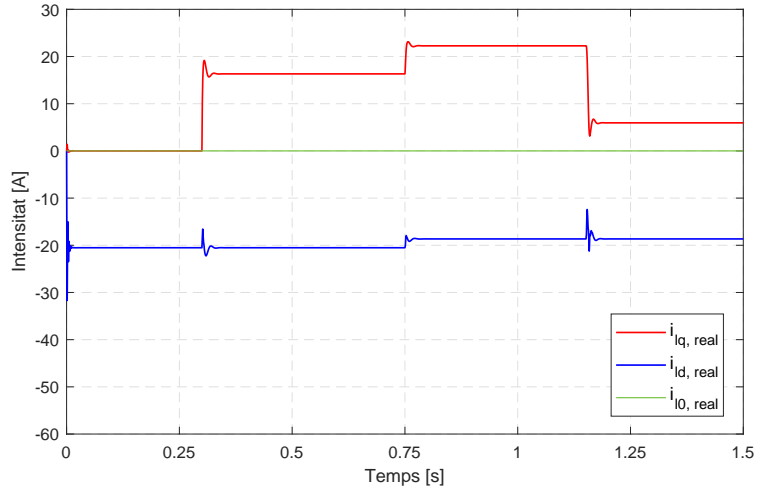
**Figura 52:** Tensió mesurada als condensadors, en la referència  $abc$ , amb càrrega variable

La intensitat que circula entre el convertidor i els condensadors varia a mesura que es connecten i es desconnecten les càrregues. Fins a l'instant de temps 0,3 s, les dues càrregues estan desconnectades, i la intensitat  $i_l$  és la mateixa que circula pels condensadors. Entre 0,3 s i 0,75 s, l'única càrrega connectada és la resistiva-inductiva (càrrega 1), i la intensitat augmenta a l'haver de proporcionar corrent elèctric tant als condensadors com a la càrrega 1. A continuació, les dues càrregues es troben connectades, moment on s'assoleix la intensitat màxima  $i_{l,màx}$ . Finalment, es desconnecta la càrrega 1 i la intensitat disminueix fins al valor que permet proporcionar intensitat als condensadors i a la càrrega 2.

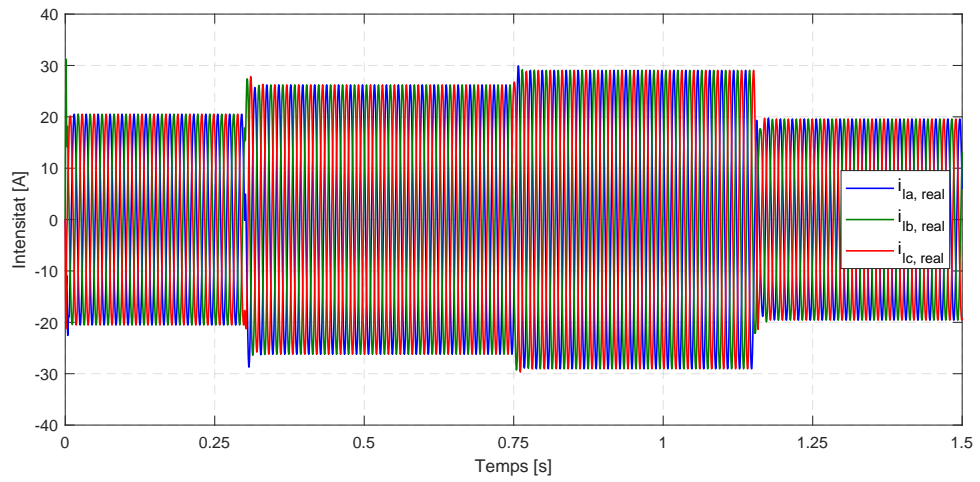
En les següents figures es mostra la intensitat de referència  $i_{lq0}^*$  obtinguda a la sortida del llaç extern de tensió, així com la intensitat mesurada, tant en la referència  $qd0$  com  $abc$ .



**Figura 53:** Intensitat de referència  $i_l^*$ , en la referència  $qd0$ , amb càrrega variable

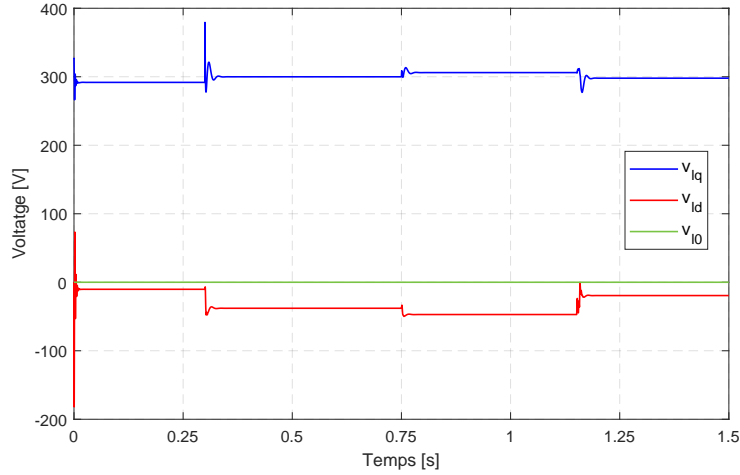


**Figura 54:** Intensitat  $i_l$ , en la referència  $qd0$ , amb càrrega variable

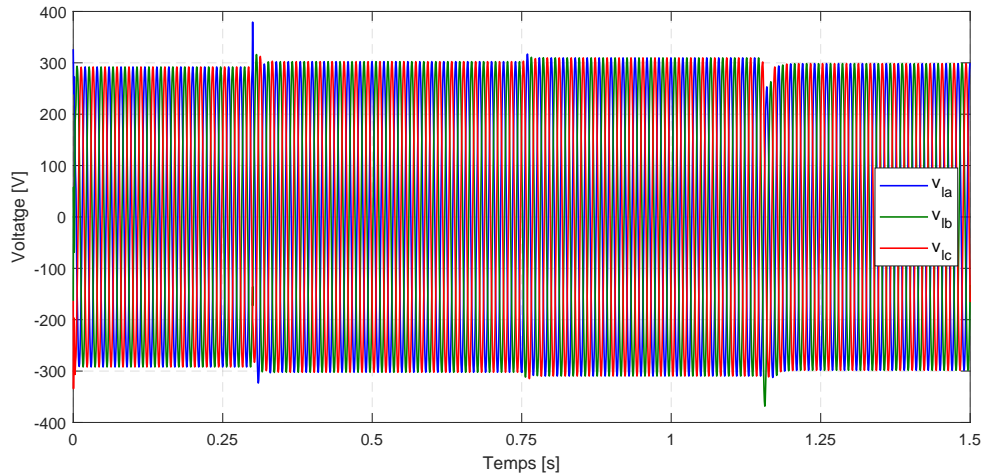


**Figura 55:** Intensitat  $i_l$ , en la referència  $abc$ , amb càrrega variable

El llac intern de corrent proporciona finalment la tensió a aplicar al convertidor. De la mateixa manera que la tensió als condensadors  $v_c$ , en cada connexió i desconnexió de les càrregues la tensió  $v_l$  experimenta un transitori fins que s'estaciona al valor requerit. En canvi, el valor de tensió per a cada variació de càrregues canvia segons la demanda, sent sempre major quan almenys una càrrega està connectada. El valor màxim s'assoleix amb les dues càrregues connectades, moment en que el corrent requerit per alimentar les dues càrregues i els condensadors és màxima.

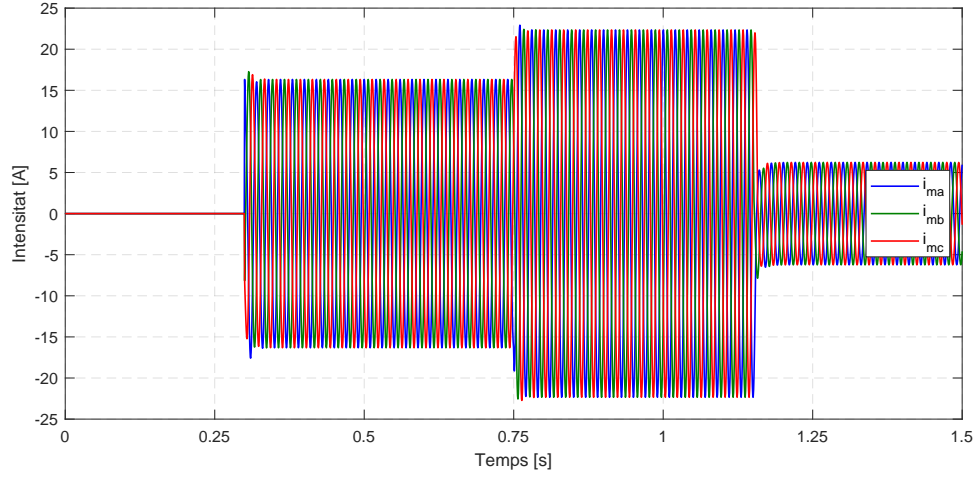


**Figura 56:** Tensió a aplicar al convertidor  $v_l$ , en la referència abc, amb càrrega variable



**Figura 57:** Tensió a aplicar al convertidor  $v_l$ , en la referència abc, amb càrrega variable

Per últim, s'analitza el corrent que circula cap a les dues càrregues. El comportament de la intensitat  $i_m$  és el desitjat, sent nul·la quan cap càrrega es troba connectada i sent màxima quan les dues es connecten. Es pot observar com la càrrega 2 requereix més intensitat que la càrrega 1.



**Figura 58:** Intensitat que circula cap a les càrregues  $i_m$ , en la referència abc, amb càrrega variable

#### 4.5 Convertidors en paral·lel en mode *grid-forming* connectats a càrregues

En l'últim model simulat, el sistema està format per dos convertidors VSC en paral·lel d'iguals característiques elèctriques, connectats a dues càrregues, una resistiva-inductiva (càrrega 1) i una únicament resistiva (càrrega 2). Cada càrrega disposa d'un interruptor, que permet o impedeix el pas de corrent cap a la càrrega en qüestió.

El temps de la simulació ha estat d'1,5 segons. Les característiques temporals i els paràmetres utilitzats es mostren a les següents taules.

Element	Temps connectat
Càrrega 1	$t \geq 0,75 \text{ s}$
Càrrega 2	$0,3 \text{ s} \leq t \leq 1,15 \text{ s}$

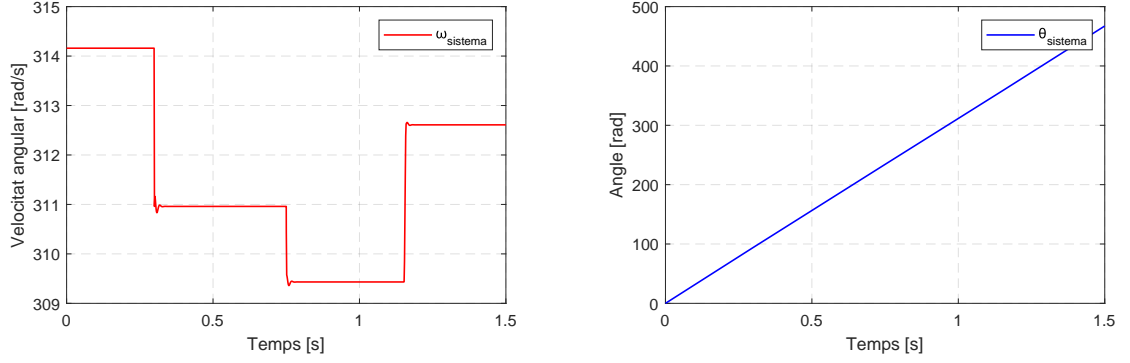
**Taula 6:** Configuració temporal de les càrregues

Paràmetres	Valors
$V_{cond}^*$	400 V
$f^*$	50 Hz
$P^*$	0 W
$Q^*$	0 VAr
$R_c$	0,5 $\Omega$
$L_l$	5,4 mH
$C_l$	200 $\mu\text{F}$
$R_{càrrega1}$	100 $\Omega$
$L_{càrrega1}$	50 mH
$R_{càrrega2}$	50 $\Omega$
$\xi$	0,6
$\tau_{CL}$	1 ms
$m_p$	0,001
$n_p$	0,005

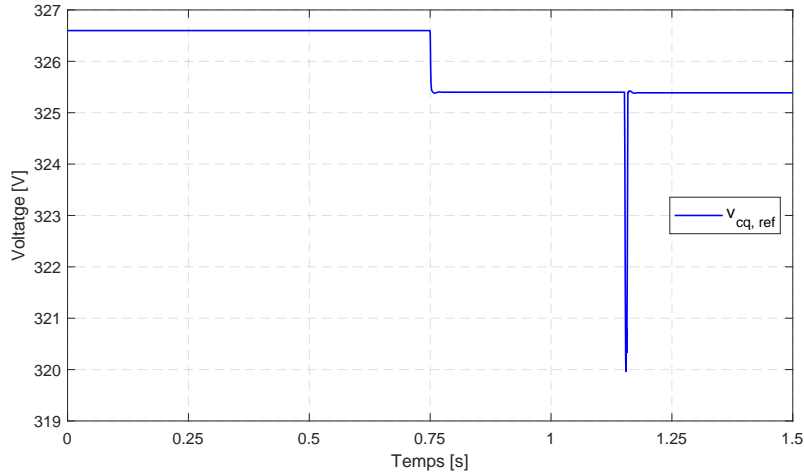
**Taula 7:** Paràmetres utilitzats en la simulació en paral·lel



En primer lloc, es comprova el funcionament dels llaços  $P-f$  (potència activa - freqüència/angle elèctric) i del llaç  $Q-V_c$  (potència reactiva - tensió als condensadors). Com es pot veure a la Figura 59, la velocitat angular del sistema varia segons la connexió o desconexió de les càrregues, però sempre per sota del valor inicial sense càrrega. Per altra banda, a la Figura 60, s'observa com la tensió de referència  $v_{cq}^*$  també disminueix el seu valor inicial al connectar-se les càrregues, presentant un mínim força destacat que caldria eliminar mitjançant filtres.



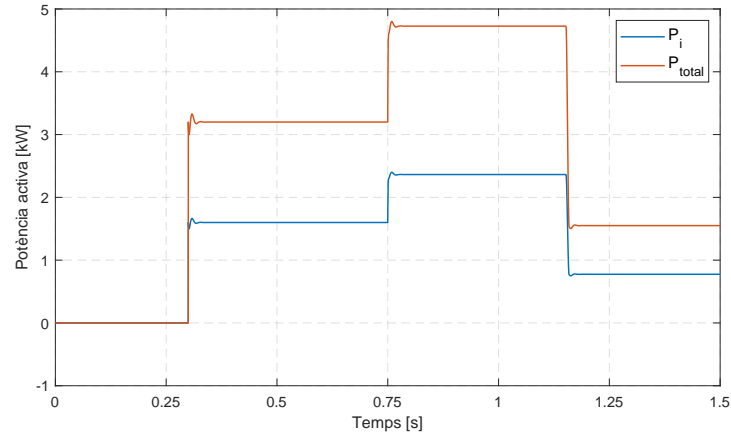
**Figura 59:** Velocitat angular i angle elèctric del sistema



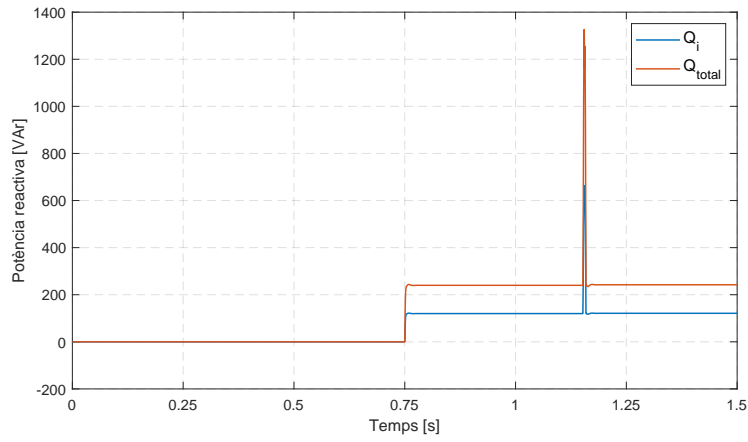
**Figura 60:** Component  $q$  de referència de la tensió als condensadors

Seguidament, s'observa l'evolució de les potència activa i reactiva al PCC (*Point of Common Coupling*) i a la sortida de cada convertidor. Com que els dos convertidors VSC en paral·lel tenen les mateixes propietats elèctriques, la potència demandada per les càrregues es distribueix en la mateixa proporció a cada convertidor, sent evident que la potència entregada per cada convertidor ha de ser la meitat que la demandada per les càrregues. A les següents figures, s'evidencia el correcte funcionament del sistema, ja que la potència entregada per cada convertidor  $P_i$  i  $Q_i$  (on el subíndex  $i$  indica el convertidor al qual es fa referència) és la meitat de la total requerida per les càrregues  $P_{\text{total}}$  i  $Q_{\text{total}}$ .

La potència activa va variant en cada connexió i desconexió de les càrregues, mentre que la potència reactiva només ho fa quan es passa de tenir càrrega únicament resistiva (no requereix potència reactiva) a també inductiva. El sobrepic que s'observa en la potència reactiva és degut a la desconexió de la càrrega 2 de tipus resistiva.

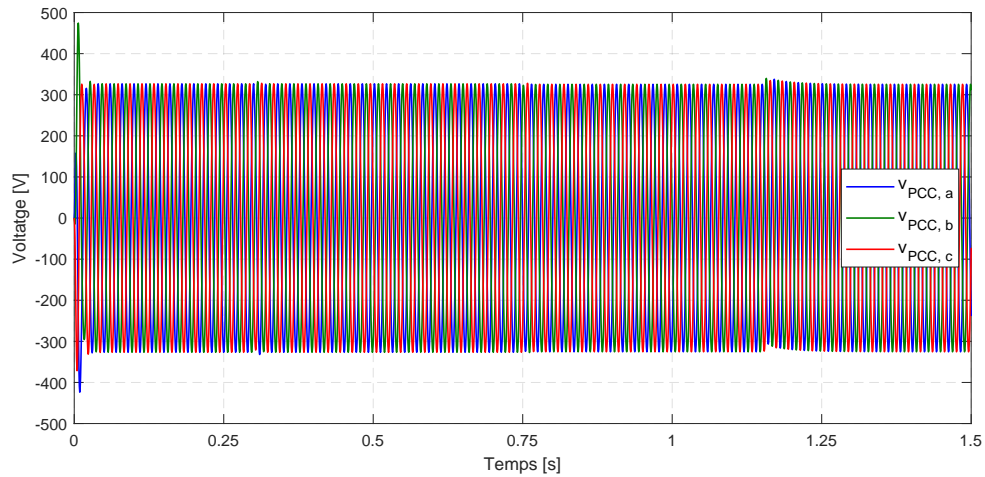


**Figura 61:** *Potències actives  $P$  del sistema en paral·lel*

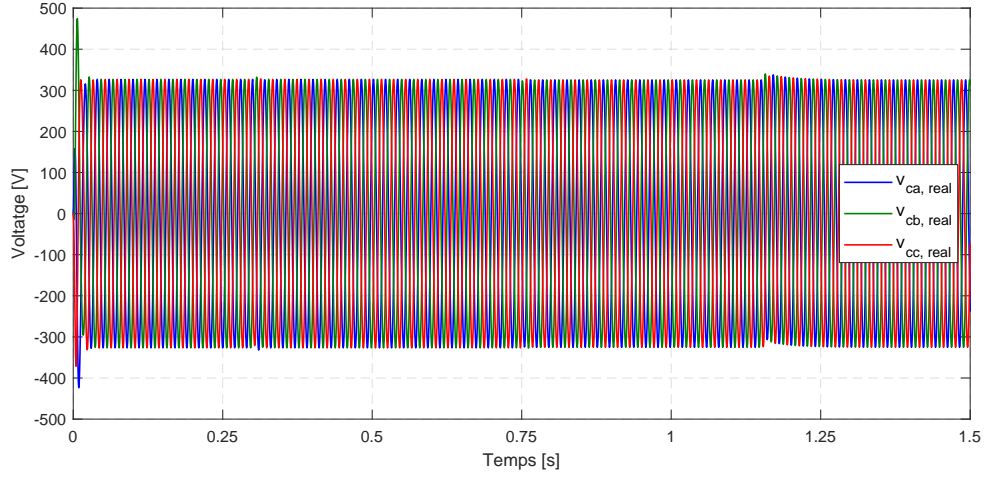


**Figura 62:** *Potències reactives  $Q$  del sistema en paral·lel*

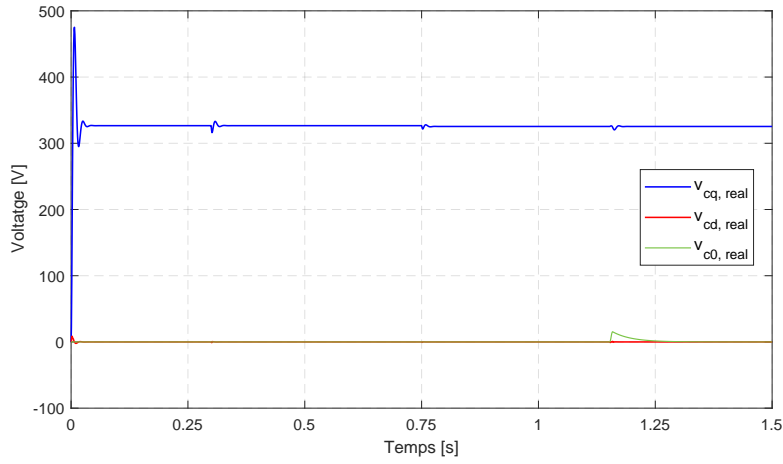
Com bé s'ha comentat a l'Apartat 3.3.2, la tensió al PCC  $v_{PCC}$  ha de ser igual a la tensió als condensadors de cada convertidor en paral·lel  $v_{ci}$  (on  $i$  fa referència al número de convertidor). Aquesta condició queda validada en la simulació, ja que són iguals entre elles.



**Figura 63:** *Tensió mesurada al punt d'acoblament comú PCC en la referència abc*

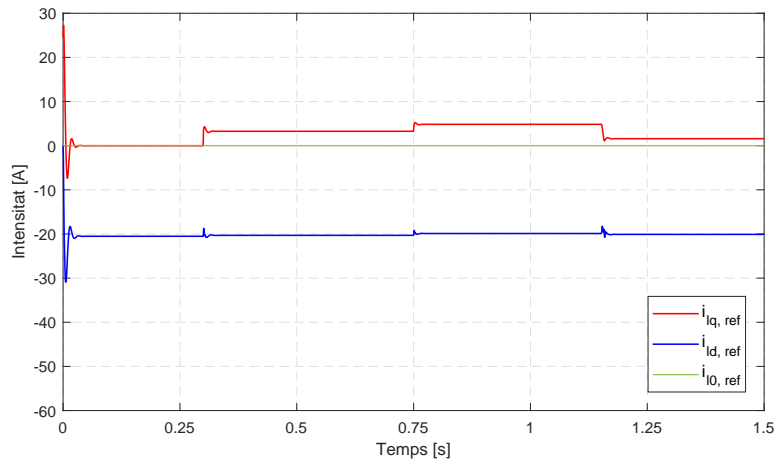


**Figura 64:** Tensió mesurada als condensadors, en la referència abc, en paral·lel

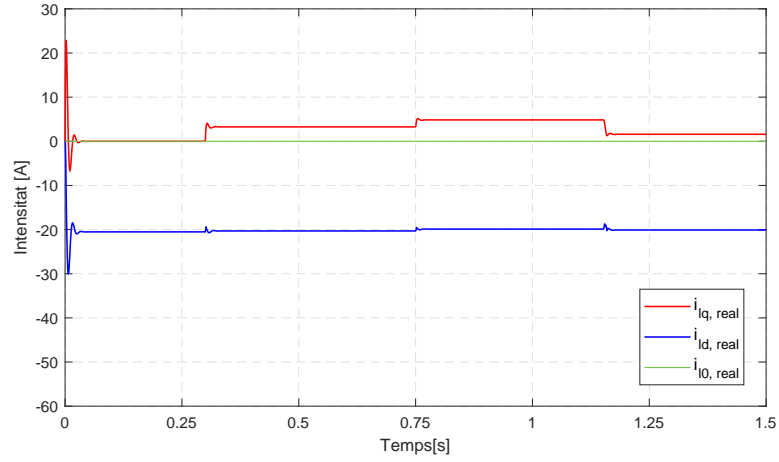


**Figura 65:** Tensió mesurada als condensadors, en la referència qd0, en paral·lel

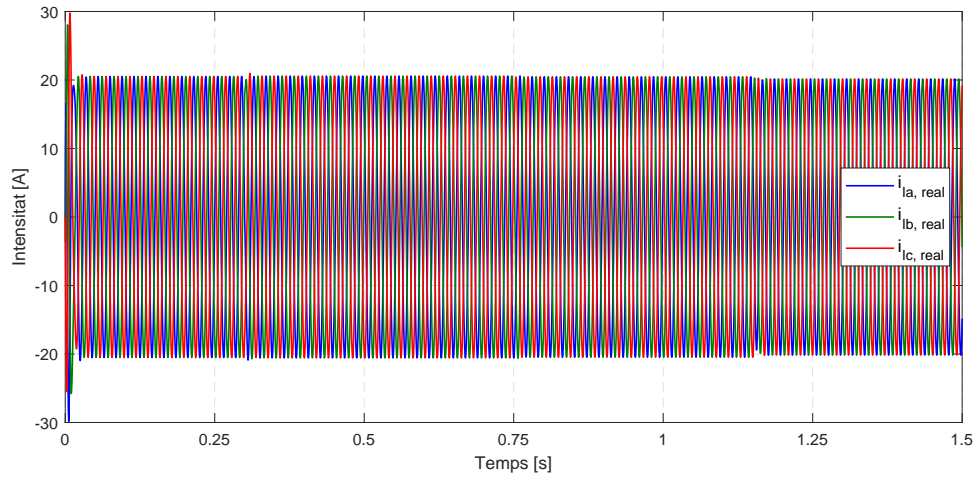
Per cada convertidor en paral·lel, la intensitat de referència que circula entre el convertidor i els condensadors,  $i_{lq0}^*$ , s'assoleix a la sortida del seu propi llaç extern de tensió. Es compara amb la intensitat mesurada  $i_{lq0}$  i s'observa que concorden correctament. La intensitat mesurada es representa també en la referència abc.



**Figura 66:** Intensitat de referència  $i_l^*$ , en la referència qd0, en paral·lel

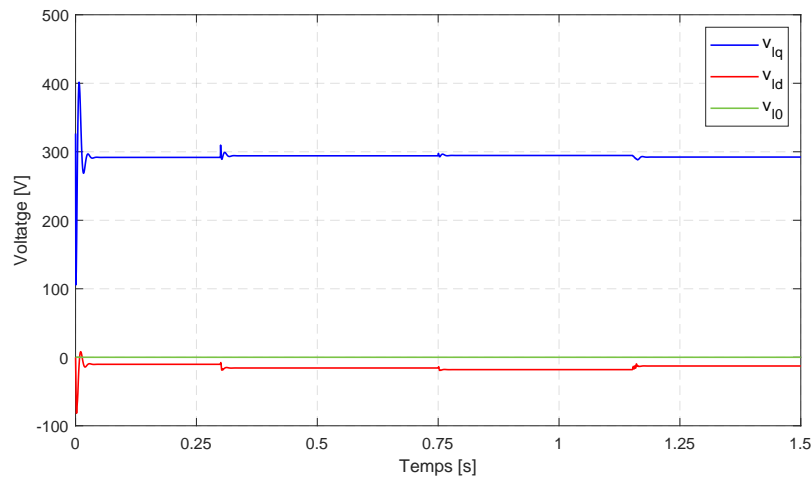


**Figura 67:** *Intenstat  $i_l$ , en la referència qd0, en paral·lel*

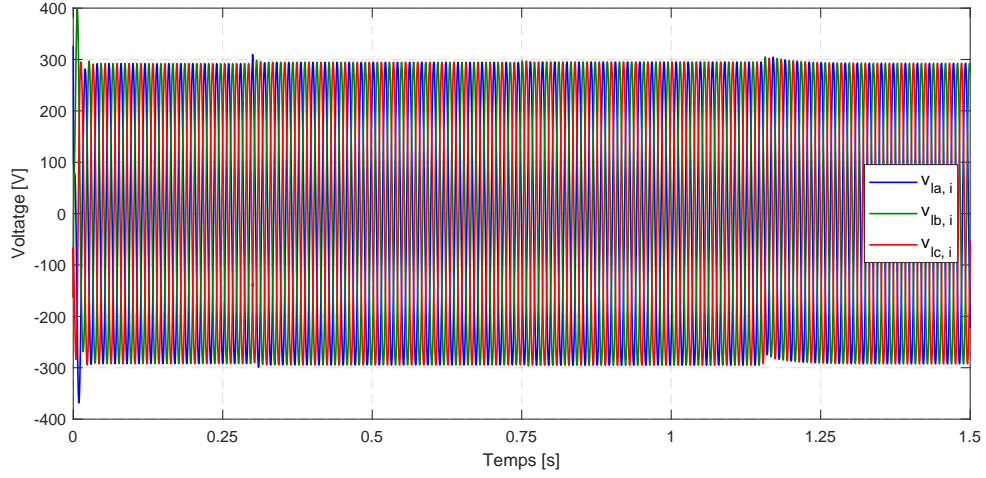


**Figura 68:** *Intenstat  $i_l$ , en la referència abc, en paral·lel*

Del llac intern de corrent de cada convertidor en paral·lel s'extreu la tensió a aplicar al convertidor corresponent. Com que els dos convertidors de la simulació són iguals, les tensions a aplicar seran equivalents.

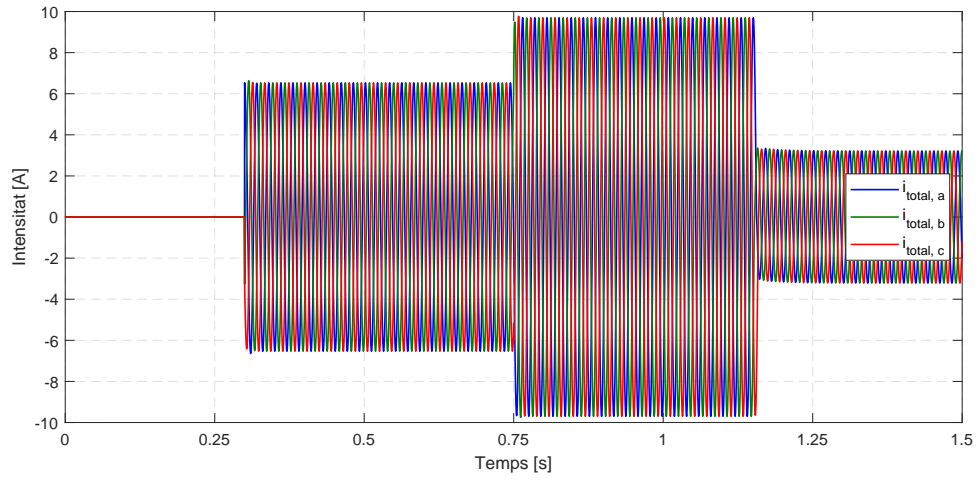


**Figura 69:** *Tensió a aplicar al convertidor  $v_l$ , en la referència abc, en paral·lel*



**Figura 70:** Tensió a aplicar al convertidor  $v_i$ , en la referència abc, en paral·lel

Per últim, s'analitza a la Figura 71 el corrent que circula cap a les dues càrregues en el PCC,  $i_{total}$ . El seu comportament és el desitjat, sent nul·la quan cap càrrega es troba connectada i sent màxima quan les dues es connecten. Es pot observar com la càrrega 2 requereix més intensitat que la càrrega 1.

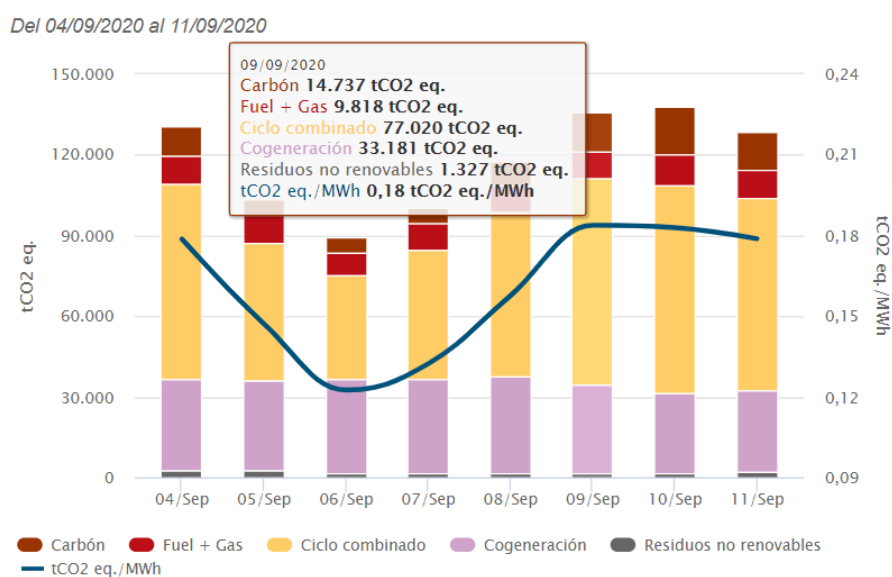


**Figura 71:** Intensitat que circula cap a les càrregues  $i_{total}$ , en la referència abc, en paral·lel

## 5 Impacte mediambiental

Com s'ha comentat en tot l'estudi, els convertidors en mode *grid-forming* treballen aïllats de la xarxa elèctrica comercial, a diferència del mode *grid-following*, que a través del PLL realitza el seguiment de l'angle elèctric de la xarxa. Aquest aspecte és de gran importància a l'hora de parlar del beneficis mediambientals de prescindir de la xarxa elèctrica comercial.

Actualment, el 58% [14] de l'energia elèctrica generada a Espanya i que es transporta mitjançant la xarxa elèctrica comercial és lliure d'emissions de diòxid de carboni ( $CO_2$ ), gas d'efecte hivernacle en grans quantitats, que està provocant el sobreescalfament de la Terra [15]. Malgrat sigui un percentatge d'ús d'energies renovables força elevat, cada dia al territori espanyol s'emeten a l'atmosfera al voltant de 90.000 i 120.000 t de diòxid de carboni [14].



**Figura 72:** Emissions de diòxid de carboni en la generació d'energia elèctrica

La implementació del sistema de control *grid-forming* en la indústria tecnològica, un cop finalitzada la fase de recerca i desenvolupament en la que es troba, suposaria un canvi de paradigma en el control dels convertidors, i el mode *grid-following* veuria reduïda la seva presència, contribuint a un menor ús de la xarxa elèctrica comercial, que permetria generar menys quantitat d'energia elèctrica i disminuir les emissions de diòxid de carboni.

Tot i això, cal destacar l'impacte mediambiental associat als condensadors, component elèctric present en el *grid-forming* i no en el *grid-following*. Els condensadors contenen tòxics químics, que dificulten el seu reciclatge i que requereixen d'una gestió de residus estricta i segura, tant pel medi ambient com per la fauna i flora. Existeixen alguns tipus de condensadors, com els ceràmics o de polièster, que són més fàcils de reciclar, i per tant a nivell mediambiental preferibles de ser utilitzats.

Una alternativa són els anomenats supercondensadors [16], que tenen una capacitat d'emmagatzematge d'energia molt superior als condensadors convencionals. Aquests sorgeixen de l'estudi finançat per l'Unió Europea entre els anys 2011 i 2015, davant el repte d'aconseguir elements d'emmagatzematge d'energia d'alta capacitat, així com sostenibles i eficients.

## 6 Pressupost

En aquest apartat, es calculen els costos derivats de l'estudi, que cal separar entre costos de treball i costos de software o programari utilitzat.

### 6.1 Costos de treball

En primer lloc, es coneix que el sou mensual d'un enginyer industrial recent graduat ronda els 1.500 € [17], de manera que es pot aproximar a uns 9 € l'hora. El treball de fi de grau d'Enginyeria en Tecnologies Industrials (ETSEIB, UPC) computa com a 12 crèdits ECTS, on cada crèdit equival a 25 hores de treball.

Per tant, es calcula que per les 300 hores treballades, amb un sou de 9 €/hora, el cost de treball ascendeix a uns **2.700 €**.

### 6.2 Costos de software o programari

Finalment, pel que fa al software utilitzat, s'ha treballat amb l'eina de simulació *Simulink*<sup>®</sup>, integrada en el programari *Matlab*<sup>®</sup> dissenyat per l'empresa *MathWorks*<sup>®</sup>. El cost de tot el programari, adquirit a través de la mateixa pàgina web de l'empresa, és de 2.219 €.[18]

Tot i això, no es consideren costos associats a l'ús del programa ja que la universitat proveeix als estudiants llicència educativa per treballar el software *Matlab*<sup>®</sup>.

## Conclusions

El sistema de control de convertidors anomenat *grid-forming* neix de la necessitat de trobar una solució al probable col·lapse de la xarxa elèctrica pública si segueix incrementant l'ús d'energies renovables, com la fotovoltaica o l'eòlica, necessàries per impulsar un model energètic més sostenible. El control en mode *grid-forming* permet la desconexió del sistema de la xarxa elèctrica, ja que és el propi sistema el que proporciona els valors de referència per al correcte funcionament, a més d'emmagatzemar l'energia elèctrica necessària en el moment de l'arrencada (*black-start*).

S'ha definit el convertidor utilitzat en l'estudi, anomenat VSC (*Voltage Source Converter*), i s'ha exposat el model simplificat que s'ha tingut en compte al llarg del treball, distingint entre la part de contínua (DC) i la part d'alterna (AC). Només la part d'alterna s'ha tingut en compte en tot l'estudi, ja que és la part que en el mode *grid-forming* queda desconnectada de la xarxa elèctrica.

A continuació, s'ha analitzat el sistema de control més comú a dia d'avui, el *grid-following*, que requereix de connexió a la xarxa elèctrica pública per funcionar. S'han desenvolupat les equacions elèctriques derivades i s'han analitzat els subsistemes de control, destacant el llaç de seguiment de fase (PLL), essencial per aconseguir la referència de freqüència del sistema.

Un cop conegut el sistema de control en mode *grid-following*, s'ha procedit a estudiar a fons l'objecte d'estudi del treball, el sistema de control en mode *grid-forming*. S'han detallat els elements elèctrics que el conformen, així com els valors de referència fixats pel mateix sistema sense necessitat de la xarxa elèctrica. S'han descrit els llaços de control més importants, el llaç extern de tensió i el llaç intern de corrent, estudiant les equacions elèctriques sobre els quals es fonamenten i els diagrames de blocs obtinguts. Seguidament, s'han presentat diferents models de funcionament dels convertidors en mode *grid-forming*: el convertidor connectat a una càrrega, de característiques variables, i una sèrie de convertidors en paral·lel entre ells i connectats novament a una càrrega.

Tots els models exposats de manera més teòrica fins aleshores s'han simulat mitjançant un software informàtic, i s'han obtingut els resultats pertinents de tensió, corrent i potència. Aquests resultats s'han discutit i analitzat, i se'ls hi ha donat validesa.

Finalment, s'ha dut a terme un anàlisi de l'impacte mediambiental del sistema de control *grid-forming*, conclouent que el fet que el convertidor no estigui connectat a la xarxa elèctrica permet una disminució de l'energia elèctrica generada per ser transportada per la xarxa, que alhora comporta disminucions significatives en la quantitat de diòxid de carboni emès a l'atmosfera. A més, un estudi dels costos econòmics del treball s'ha tingut present.

En definitiva, els resultats obtinguts en les simulacions han confirmat que el sistema de control de convertidors en mode *grid-forming* és una realitat viable a nivell elèctric, permetent abastir a una càrrega amb la potència requerida a través de l'energia elèctrica generada de manera renovable, ja sigui a partir de l'energia fotovoltaica o l'eòlica. A més, s'ha comprovat que es poden connectar a un convertidor més d'una càrrega i aprofitar l'energia elèctrica generada, donant lloc a les anomenades microxarxes, que funcionen de manera aïllada a la xarxa elèctrica pública. De forma inversa, s'ha verificat que davant de càrregues que requereixen grans quantitats de potència, aquesta es pot dividir entre diferents convertidors connectats en paral·lel mitjançant els llaços de potència  $P - f$  i  $Q - v_c$ , on cada un aporta una proporció de la potència requerida per la càrrega.



## Bibliografia

- [1] Wind Europe. “Future system needs and the role of grid-forming converters”. A: (2019). (accessed: 01.04.2020).
- [2] T. Jing i A. S. Maklakov. “A Review of Voltage Source Converters for Energy Applications”. A: *2018 International Ural Conference on Green Energy (UralCon)*. 2018, pàg. 275 - 281.
- [3] Adrià Junyent-Ferré Agustí Egea-Alvarez i Oriol Gomis-Bellmunt. “Active and reactive power control of grid connected distributed generation systems”. A: (2009). (accessed: 18.04.2020).
- [4] Debasish Mondal, Abhijit Chakrabarti i Aparajita Sengupta. “Chapter 2 - Fundamental Models of Synchronous Machine”. A: *Power System Small Signal Stability Analysis and Control*. Ed. de Debasish Mondal, Abhijit Chakrabarti i Aparajita Sengupta. Boston: Academic Press, 2014, pàg. 15 - 40. ISBN: 978-0-12-800572-9. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-800572-9.00002-0>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128005729000020>.
- [5] Ricard Villà. *Dinàmica de sistemes*. UPC, Catalunya, 2000.
- [6] E. Sánchez-Sánchez, E. Prieto-Araujo i O. Gomis-Bellmunt. “The Role of the Internal Energy in MMCs Operating in Grid-Forming Mode”. A: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 8.2 (2020), pàg. 949 - 962.
- [7] Diccionari de l’Institut d’Estudis Catalans. *Definició càrrega*. URL: <https://dlc.iec.cat/Results?IdE=0002539&DecEntradaText=c%5C%C3%5C%A0rrega&AllInfoMorf=False&OperEntrada=0&OperDef=0&OperEx=0&OperSubEntrada=0&OperAreaTematica=0&InfoMorfType=0&OperCatGram=False&AccentSen=False&CurrentPage=0&refineSearch=0&Actualitzacions=False>. (accessed: 27.07.2020).
- [8] X. Huang et al. “Decentralized Control of Multi-Parallel Grid-Forming DGs in Islanded Microgrids for Enhanced Transient Performance”. A: *IEEE Access* 7 (2019), pàg. 17958 - 17968.
- [9] J. Zhou i P. Cheng. “A modified Q — V droop control for accurate reactive power sharing in distributed generation microgrid”. A: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2017, pàg. 4099 - 4106.
- [10] L. Lei et al. “Power sharing between parallel inverters by using droop control with a secondary control loop”. A: *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. 2019, pàg. 653 - 658.
- [11] S. Almutairi, Z. Miao i L. Fan. “Operation of Parallel Grid-Supporting PVs”. A: *2019 North American Power Symposium (NAPS)*. 2019, pàg. 1 - 6.
- [12] S. Yazdani et al. “Advanced Current-Limiting and Power-Sharing Control in a PV-Based Grid-Forming Inverter Under Unbalanced Grid Conditions”. A: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 8.2 (2020), pàg. 1084 - 1096.
- [13] Y. Liao et al. “Sub-Synchronous Control Interaction in Grid-Forming VSCs with Droop Control”. A: *2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID)*. 2019, pàg. 1 - 6.
- [14] Red Eléctrica de España. *Emisiones y factor de emisión de CO2 eq. de la generación nacional*. URL: <https://www.ree.es/es/datos/generacion>. (accessed: 04.09.2020).
- [15] National Geographic. *La contaminación del aire*. URL: <https://www.nationalgeographic.es/medio-ambiente/la-contaminacion-del-aire>. (accessed: 04.09.2020).
- [16] UE Cordis. *Development of a sustainable and safe hybrid supercapacitor with high specific energy and maintained high specific power and cyclability*. URL: <https://cordis.europa.eu/article/id/148917-clean-and-green-supercapacitors-for-energy-efficiency-and-transport-applications/es>. (accessed: 04.09.2020).
- [17] Universidad Europea. *Cuál es el sueldo de un ingeniero industrial*. URL: <https://universidadeuropea.es/blog/cuanto-gana-un-ingeniero-industrial>. (accessed: 05.09.2020).

- [18] MathWorks. *New License for MATLAB Home R2020a*. URL: <https://es.mathworks.com/store/link/products/home/ML>. (accessed: 05.09.2020).